

Untersuchung eines mehrkanaligen UWB-Lokalisierungssystems für automatisierte Systeme

Der Technischen Fakultät
der Friedrich-Alexander-Universität
Erlangen-Nürnberg
zur
Erlangung des Doktorgrades Dr.-Ing.
vorgelegt von

Guido Schröer

Als Dissertation genehmigt
von der Technischen Fakultät
der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der mündlichen Prüfung: 12.10.2022

Gutachter/in: Prof. Dr.-Ing. Martin Vossiek
Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel

Summary

The rapidly advancing development of autonomous vehicles and robots are two examples from a series of technical innovations that require high-precision and reliable localization in the context of digitization and autonomous systems. Various systems already exist that can detect the position of a subscriber globally or locally. Radio localization is a common technology that meets many of the requirements of these use cases. However, to date, there is no system or solution that can be used for indoors as well as outdoors with centimeter accuracy. In this work, we will explore the potential of ultra-wideband radio technology and show what opportunities it has for the use cases shown.

The advancing maturity of technology, as well as the availability of integrated radio modules, favors the proliferation of ultra-wideband radio technology. Although the technology is already available in commercial systems for indoor positioning, a solution for outdoor use cases is lacking. Against this background, this thesis presents a novel and patented positioning method that allows to use UWB in outdoor applications despite regulatory restrictions.

In this thesis, a multichannel ultra-wideband localization system is presented to achieve centimeter accurate positioning in indoor and outdoor environments. For this purpose, a custom multichannel UWB transceiver prototype is developed. Thanks to this, it is possible to implement a direction of arrival measurement. At the same time, it is investigated whether and to what extent the use of the multichannel system on commonly used measuring and locating methods has an influence on the measuring accuracy.

First, the decision to use a radio localization system and the decision to use ultra-wideband are explained. Then the new multichannel concept for a UWB transceiver unit is presented and the direction of arrival measurement is tested. This is followed by the development of an integrated base station and the analysis of a localization using TDoA as well as direction and distance technique. Initially, the investigations are carried out indoors. It can be shown that the novel use of multiple radio modules enables an increase in localization accuracy. Subsequently, the system solution consisting of a UWB based localization with an inertial sensor system is tested. The result shows that the fusion of two information sources can further increase the localization accuracy. In the final chapter of the thesis, the investigation of the system regarding the requirements explained at the beginning is carried out in the outdoor environment. At this point, the novel and patented localization method is used to overcome the regulatory restrictions in this scenario. Here, a basic functionality can be demonstrated. In summary, the investigations of this work show centimeter precise localization and that the technology meets the requirements. Ultra-wideband is suitable for precise and real-time measurement of a transponder's position and offers a standardized and integrated solution for autonomous systems in the future.

Zusammenfassung

Autonome Fahrzeuge und Roboter, die sich rasant entwickeln, sind zwei Beispiele aus einer Reihe von technischen Innovationen, die im Kontext der Digitalisierung und Entwicklung autonomer Systeme eine hochpräzise und zuverlässige Lokalisierung benötigen. Es existieren bereits diverse Systeme, die die Position eines Teilnehmers global oder lokal erfassen können. Die Funklokalisierung ist eine verbreitete Technologie, die viele der Anforderungen dieser Anwendungsfälle erfüllt. Bis heute gibt es jedoch keine Systemlösung, die universal sowohl im Innen- als auch im Außenbereich einsetzbar ist. Diese Arbeit untersucht das Potenzial der Ultra-Breitband-Funktechnologie und zeigt, welche Chancen es für die gezeigten Anwendungsfälle eröffnet.

Die voranschreitende Technologiereife sowie die Verfügbarkeit von integrierten Funkmodulen begünstigt die Verbreitung von Ultra-Breitband-Funktechnologie. Obwohl die Technologie bereits in kommerziellen Systemen für die Positionsbestimmung im Innenbereich verfügbar ist, fehlt eine Lösung für Anwendungsfälle im Außenbereich. Vor diesem Hintergrund wird in dieser Arbeit ein neuartiges, patentiertes Ortungsverfahren vorgestellt, das trotz regulatorischer Einschränkungen den Betrieb im Außenbereich ermöglicht.

In dieser Arbeit wird ein neues mehrkanaliges Ultra-Breitband-Lokalisierungssystem vorgestellt, mit dem die zentimetergenaue Positionierung im Innen- und Außenbereich realisiert wird. Hierfür wurde ein eigener mehrkanaliger Prototyp einer Ultra-Breitband-Basisstation entwickelt. Mit dessen Hilfe ist es möglich, eine Winkelmessung durchzuführen. Gleichzeitig untersucht die Arbeit, ob und inwieweit die Verwendung des Mehrkanalsystems bei häufig verwendeten Mess- und Ortungsverfahren die Messgenauigkeit beeinflusst.

Zunächst wird die Entscheidung sowohl für ein Funklokalisierungssystem als auch für die Ultra-Breitband-Technologie erläutert. Anschließend wird das neue Mehrkanalkonzept für eine Ultra-Breitband-Empfangeinheit vorgestellt und die Richtungsmessung erprobt. Darauf folgt die Beschreibung der Entwicklung einer integrierten Basisstation und die Analyse einer Lokalisierung mittels Ankunftszeitdifferenzverfahren sowie Richtungs- und Distanzmessung. Zunächst werden die Untersuchungen im Innenraum durchgeführt. Es wird gezeigt, dass die neuartige Verwendung mehrerer Funkmodule eine Steigerung der Ortungsgenauigkeit ermöglicht. Anschließend wird die Systemlösung, bestehend aus einer Ultra-Breitband-basierten Lokalisierung in Kombination mit einer Inertialsensorik, erprobt. Das Resultat zeigt, dass durch die Fusion zweier Informationsquellen die Ortungsgenauigkeit weiter gesteigert werden kann. Im finalen Kapitel der Arbeit wird die Untersuchung des Systems hinsichtlich der anfangs erläuterten Anforderungen im Außenbereich präsentiert. An dieser Stelle ist die Beschreibung des neuartigen und patentierten Lokalisierungsverfahrens zu finden, das zum Einsatz kam, um die regulatorischen Einschränkungen in diesem

Szenario zu überwinden. Hierbei konnte eine grundsätzliche Funktionalität nachgewiesen werden.

Zusammenfassend zeigen die Untersuchungen dieser Arbeit, dass eine zentimetergenaue Lokalisierung möglich ist und die Technologie die Anforderungen erfüllt. Ultra-Breitband ist geeignet für eine präzise und aktuelle Messung der Position eines Transponders und bietet auch in Zukunft eine standardisierte und integrierte Lösung für autonome Systeme.

Abkürzungsverzeichnis

A-TWR Asynchrone Zweiweg-Entfernungsmessung (engl. Asynchronous Two-Way Ranging).

ADC Analog-Digital-Umsetzer (engl. Analog-to-Digital Converter).

AGV Fahrerlose Transportfahrzeuge (engl. Automated Guided Vehicle).

AHRS engl. Attitude and Heading Reference System.

AoA Signalempfangswinkel (engl. Angle of Arrival).

API Anwendungsprogrammierschnittstelle (engl. Application Programming Interface).

BPM Puls-kamm-Modulation (engl. Burst Pulse Modulation).

BPSK Phasenumtastung (engl. Binary Phase Shift Keying).

CIR Kanalimpulsantwort (engl. Channel Impulse Response).

CMOS engl. Complementary Metal-Oxide-Semiconductor.

DDoA Empfangsdistanzdifferenz (engl. Distance Differences of Arrival).

DoA Einfallswinkel (engl. Direction of Arrival).

DS-TWR Zweiseitige Zweiweg-Entfernungsmessung (engl. Double Sided Two-Way Ranging).

DW1000 Decawave-1000-Funkchip.

EIRP Äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. Equivalent Isotropically Radiated Power).

EKF Extended-Kalman-Filter.

ETSI Europäisches Institut für Telekommunikationsnormen (engl. European Telecommunications Standards Institute).

FMCW Frequenzmoduliertes Dauerstrichsignal (engl. Frequency-Modulated Continuous-Wave).

FPGA engl. Field-Programmable Gate Array.

FTDI Future Technology Devices International.

GNSS Globales Navigationssatellitensystem (engl. Global Navigation Satellite System).

GPS Globales Positionierungssystem (engl. Global Positioning System).

HAL engl. Hardware Abstraction Layer.

I2C engl. Inter-Integrated Circuit.

IC Integrierter Schaltkreis (engl. integrated circuit).

IEC Internationale Elektrotechnische Kommission (engl. International Electrotechnical Commission).

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers.

IMU Inertiale Messeinheit (engl. Inertial Measurement Unit).

IRQ Unterbrechungsanforderung (engl. Interrupt Request).

ISO Internationale Organisation für Normung (engl. International Organization for Standardization).

KF Kalman-Filter.

LED Flankenerkennung (engl. Leading Edge Detection).

LiDAR Lichterkennungs- und Abstandsmessung (engl. Light Detection and Ranging).

LPS Lokales Positionierungssystem (engl. Local Positioning System).

LS Methode der kleinsten Quadrate (engl. Least Squares).

MAC engl. Medium Access Control.

MFR engl. MAC Footer.

MHR engl. MAC Header.

MTA Metropolitan Transportation Authority.

MUSIC engl. Multiple Signal Classification.

NLOS Sichtverbindungsunterbrechung (engl. Non Line-of-Sight).

NTP engl. Network Time Protocol.

OSI engl. Open Systems Interconnection Model.

PAC engl. Preamble Acquisition Chunk.

- PCB** Leiterplatte (engl. Printed Circuit Board).
- PDoA** Ankunftsphasendifferenz (engl. Phase Difference of Arrival).
- PHR** engl. PHY Header.
- PHY** engl. Physical Layer.
- PLL** Phasenregelschleife (engl. Phase-Locked Loop).
- PPM** Puls-Pausen-Modulation (engl. pulse position modulation).
- PRF** Pulswiederholrate (engl. Puls Repitition Frequency).
- PSDU** engl. PHY Service Data Unit.
-
- RADAR** engl. Radio Detection and Ranging.
- RFID** engl. Radio Frequency Identification.
- RMSE** Mittlere quadratische Abweichung (engl. Root Mean Square Error).
- ROS** engl. Robot Operating System.
- RST** Zurücksetzen (engl. Reset).
- RTLS** Echtzeit-Ortungssystem (engl. Real Time Locating System).
- RTof** Umlaufzeit (engl. Roundtrip Time of Flight).
-
- SAW** Akustische Oberflächenwelle (engl. Surface Acoustic Wave).
- SDR** engl. Software Defined Radio.
- SFD** engl. Start of Frame Delimiter.
- SHR** engl. Synchronizations Header.
- SoM** Einplatinensystem (engl. System on a Module).
- SPI** engl. Serial Peripheral Interface.
- SS-TWR** Einseitige Zweiweg-Entfernungsmessung (engl. Single Sided Two-Way Ranging).
-
- TCP/IP** engl. Transmission Control Protocol / Internet Protocol.
- TCXO** Temperaturkompensierter Quarzoszillator (engl. Temperature Compensated Crystal Oscillator).
- TDMA** engl. Time-Division Multiple Access.
- TDoA** Ankunftszeitdifferenz (engl. Time Difference of Arrival).
- TG** engl. Transmission-Gate.

ToA Ankunftszeit (engl. Time of Arrival).

ToF Laufzeit (engl. Time of Flight).

TWR Zweiweg-Entfernungsmessung (engl. Two-Way Ranging).

UART engl. Universal Asynchronous Receiver Transmitter.

UAV Unbemanntes Luftfahrzeug (engl. Unmanned Aerial Vehicle).

UKF Unscented-Kalman-Filter.

ULA Gleichmäßig lineare Anordnung (engl. Uniform Linear Array).

USB engl. Universal Serial Bus.

UWB Ultra-Breitband (engl. Ultra-Wideband, UWB).

WLAN Drahtloses lokales Netzwerk (engl. Wireless Local Area Network).

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis	vii
1 Einleitung	1
1.1 Systemanforderungen	3
1.2 Funktechnologieauswahl	5
1.3 Anwendungsbeispiele von UWB-Technologie	6
1.3.1 UWB-Konsortien	8
1.4 Motivation	9
2 Machbarkeitsuntersuchung und Messverfahren	11
2.1 Mehrkanalkonzept	11
2.2 Mehrkanalumsetzung	13
2.2.1 Funkchip	14
2.2.2 Funkmodul	17
2.2.3 Mikrocontroller	18
2.2.4 Zeitsynchronisationsplatine	18
2.3 UWB-Messverfahren	19
2.3.1 Messumgebung	21
2.3.2 Distanzmessung	23
2.3.3 Zeitdifferenzmessung	26
2.3.4 Richtungsmessung	33
2.3.5 Kombinierte Richtungsmessung	40
3 Systemintegration und Positionsberechnung	43
3.1 Prototypkonzept	44
3.2 Sende-Empfangseinheit	46
3.2.1 Steuerbaugruppe	47
3.2.2 Datenaufbereitung	50
3.2.3 Rechenbaugruppe	51
3.2.4 Anwendungsumgebung	51
3.2.5 Gehäuse	52
3.3 Zentrale Berechnungseinheit	54
3.3.1 Positionierungsmodul	54
3.3.2 Kommunikationsnetzwerke	54
3.3.3 Visualisierung	55

3.4	Positionsberechnung	55
3.4.1	Messaufbau	56
3.4.2	Fehlerberechnung	57
3.4.3	Kanalkapazität	58
3.4.4	TDoA-Lokalisierung	59
3.4.5	Winkel-Distanz-Positionierung	65
4	Positionsschätzung	71
4.1	Fusionskonzept	72
4.2	Inertialsensorik	74
4.3	Kalman-Filter	76
4.3.1	Adaptive Filterung	79
4.3.2	Prädiktion der Synchronisation	82
4.4	Kombinierte Positionsschätzung	82
5	Erprobung in realer Umgebung	87
5.1	Installation und Versuchsplanung	88
5.1.1	Teststrecke	89
5.1.2	Analyse der Ankerpositionen	90
5.2	Einseitige Winkel Positionierung	92
5.3	Untersuchung der Systemanforderungen	96
5.3.1	Abdeckung	97
5.3.2	Transponderdichte	99
5.3.3	Verfügbarkeit	100
5.3.4	Auflösung	101
5.3.5	Genauigkeit	103
6	Fazit	107
	Glossar	I
	Symbole	V
	Abbildungsverzeichnis	IX
	Tabellenverzeichnis	XV
	Literaturverzeichnis	XVII

1 Einleitung

Die Lokalisierung, die Bestimmung des aktuellen Ortes eines Gegenstandes oder einer Person [16], ist eine unverzichtbare Technik für alle Arten einer erfolgreichen Navigation zu Land, im Wasser, in der Luft oder im Weltraum. Mit ihrer Hilfe kann zu einem bestimmten Zeitpunkt die Position in Bezug auf lokale oder globale Referenzpunkte bestimmt werden. In den vergangenen Jahren ist die Nachfrage von Systemen zur hochgenauen Positionsbestimmung enorm gestiegen [27, 83].

Es existieren eine Vielzahl von modernen Ortungssystemen, die eine Positionsbestimmung ermöglichen. Zum Einsatz kommen dabei vier dominante Technologien. Dazu zählen optische [81], akustische [63], inertiale [2] sowie funkbasierte [88] Lösungen. In dieser Arbeit richtet sich der Fokus ausschließlich auf Ultra-Breitband (engl. Ultra-Wideband, UWB) basierte Funkortungssysteme, da diese sich für hochgenaue Anwendungen im Innen- und Außenbereich als vorteilhaft erwiesen haben [3]. Die Technologie wurde bereits 2007 standardisiert und war ursprünglich für die reine Funkkommunikation gedacht. Das Ziel war es, drahtlose Kommunikation mit einer sehr hohen Datenrate zu ermöglichen. Dafür wird eine im Vergleich zu bisherigen Funktechnologien hohe Bandbreite genutzt. Diese beträgt per Definition mindestens 500 MHz oder 20 % der Mittelfrequenz. Die physikalischen Signaleigenschaften bieten die Grundlage für eine zentimetergenaue Positionierung [74].



Abbildung 1.1: Lokalisierung eines fahrerlosen Transportfahrzeuges in einer Fertigungsanlage
©2019 Siemens.

In der Vergangenheit gab es viele bedeutsame technische Revolutionen, die Verfahren und Prozesse grundlegend verändert oder sogar komplett abgelöst haben. Die Digitalisierung der Industrie- und Fertigungsanlagen ist möglicherweise eine solche Entwicklung [47]. Diese Entwicklung wird

auch mit dem Begriff „Industrie 4.0“ referenziert. Ein Auslöser hierfür ist die Verfügbarkeit von kostengünstigen Technologien sowie die Erzeugung von Mehrwert aus einer Vielzahl von zusätzlich gesammelten Daten. Angetrieben von dem kontinuierlichen Streben nach optimalen Prozessen in der Produktion, wird nach immer neuen Möglichkeiten verlangt, den Output eines Prozesses bei sinkendem Input zu steigern. Eine Kerntechnologie ist die flexible Automatisierung von Produktionsschritten. Hier werden modernste Robotersysteme eingesetzt, um Tätigkeiten, die früher von Arbeitern ausgeübt wurden, mit gleichbleibender Präzision zu erledigen. Wie in Abbildung 1.1 und auch in Abbildung 1.2b beispielhaft gezeigt, werden mobile und flexible Robotersysteme sowie fahrerlose Transportfahrzeuge (engl. Automated Guided Vehicle, AGV) mit wechselnden Aufgaben entlang der Produktion zum Einsatz kommen. Neben der Umfelderkennung muss ein solcher Roboter auch in der Lage sein, eigenständig zu lokalisieren sowie zu navigieren. Der Einsatz eines lokalen Positionierungssystems (engl. Local Positioning System, LPS) zum Beispiel auf Basis von UWB-Technologie ist hier eine naheliegende Lösung. Ähnlich wie bei der Navigation mit Hilfe eines globalen Positionierungssystems (engl. Global Positioning System, GPS) wird zum einen die momentane Position bestimmt und kann zum anderen mit der Zusatzinformation über die Umgebung eine Route ermittelt werden.

Ein weiterer Einsatzbereich für ein UWB-LPS ist die Lokalisierung von automatisierten bzw. autonomen Fahrzeugen in Bereichen, in denen ein GPS-Signal nicht empfangen wird. Solch eine Situation kann sich zum einen durch Abschattung großer Gebäude oder zum anderen bei der Einfahrt in Parkhäuser oder Tunnel ergeben. In Abbildung 1.2a ist ein Versuchsfahrzeug gezeigt, das mit UWB-Transpondern ausgestattet ist. Vergleichbar mit dem Optimierungsansatz in der Industrie, soll es die Mobilität auf der Straße effizienter gestalten. Die Entwicklung von fahrerlosen Fahrzeugen schreitet immer weiter voran. Die Vorteile von autonomen Verkehrssystemen sind unter anderem die Optimierung von Verkehrsflüssen sowie die Reduktion von Verkehrsunfällen [20, 48].



(a) Ein automatisiertes Fahrzeug nutzt UWB für die Lokalisierung



(b) Ein Roboter nutzt ein UWB-Ortungssystem zur Navigation im Innenbereich

Abbildung 1.2: Beispielhafte Anwendungen für UWB-Ortungssysteme in Bereichen ohne oder mit eingeschränktem GPS-Empfang.

Der Einsatz eines UWB-LPS für die beschriebenen Einsatzzwecke wird in dieser Arbeit erprobt. Die jeweiligen Versuchsträger, mit deren Hilfe die späteren Untersuchungen durchgeführt wurden, werden in Abbildung 1.2 gezeigt.

Aktuell gibt es bei UWB-Ortungssystemen zwei weit verbreitete Verfahren zur Positionsbestimmung. Zum einen gibt es die Punkt-zu-Punkt-Abstandsmessung zwischen zwei Funkeinheiten, zum anderen kann eine absolute Position mittels Laufzeitdifferenzmessung durchgeführt werden. Diese zwei Verfahren ermöglichen eine Lokalisierung im Dezimeter- bis Zentimeterbereich [64, 79]. Je nach Teilnehmerzahl, geforderter Messfrequenz oder gewünschter Abdeckung muss die Systemplanung angepasst und ein Kompromiss erreicht werden. Im Folgenden werden zunächst die Anforderungen an ein System zur Positionsbestimmung näher erläutert und dann weitere Anwendungsbeispiele von UWB-Technologie vorgestellt. Abschließend wird in der Einleitung die Motivation betrachtet.

1.1 Systemanforderungen

Lokalisierungssysteme können anhand der im Folgenden gelisteten Leistungsmerkmale verglichen werden [67]. Je nach Anwendungsfall und entsprechenden Nutzern ergeben sich spezifische Anforderungen für die jeweiligen Systeme [87]. Ein Beispiel ist die Lokalisierung eines Besuchers in einem Einkaufszentrum. Die aktuelle Positionsinformation im Innenbereich kann zur Navigation genutzt werden. In solch einem Szenario ist eine stark variable Transponderdichte zu erwarten. Bei einem Anwendungsfall im Industrieumfeld, bei dem Werksstücke entlang einer Produktion geortet werden sollen, ist die Transponderdichte niedriger und weitestgehend konstant. Es wird deutlich, dass die Anwendungsfälle unterschiedliche technologische Lösungen erfordern.

Abdeckung

Beschreibt die Fläche bzw. den Raum, in dem die Systemfunktionalität eines Ortungssystems zur Verfügung steht.

Transponderdichte

Beschreibt die maximale Anzahl von Teilnehmern bzw. Transpondern, die in einem Bereich gleichzeitig geortet werden können.

Verfügbarkeit

Beschreibt die Aktualität der Positionsinformation.

Auflösung

Gibt die zu erwartende Größenordnung der Ortsinformation an, bei der zwei Messpositionen eindeutig voneinander zu trennen sind.

Genauigkeit

Gibt die Messgenauigkeit in Bezug auf die tatsächliche Position an sowie die Standardabweichung als relative Information über die Streuung der Positionsinformation.

Die in dieser Arbeit untersuchten Anwendungsfälle sind die Positionsbestimmung im Industrieumfeld und die Lokalisierung von automatisierten Fahrzeugen. In diesen Fällen ist eine hohe Verfügbarkeit gefordert. Dies bedeutet, dass eine Messfrequenz der Positionsinformation von bis zu 10 Hz gefordert ist. Bei der Unterstützung der Bewegungsplanung von Robotern und Fahrzeugen ist außerdem eine zentimetergenaue Lokalisierung notwendig sowie eine Auflösung im Dezimeterbereich. Das System sollte eine Transponderdichte von bis zu 50 Teilnehmern unterstützen. Die Systemabdeckung muss die Fabrikhallen sowie etwaige Außenbereiche des Werksgeländes erfassen. Für ein automatisiertes Fahrzeug sind zum Beispiel der Parkhausinnenbereich sowie Teile des Außenbereichs von Bedeutung. Zusätzliche Anforderungen für die Untersuchung einer Systemlösung sind:

- Gleichzeitige Ortung und Identifikation,
- zweidimensionale Ortsinformation,
- Kosten für das System, die Installation und den Betrieb,
- Echtzeitortung,
- auf standardisierter Technologie aufbauend,
- lizenzfreier Betrieb der Technologie.

Die gleichzeitige Identifikation eines Transponders wird vorausgesetzt, um die Positionsinformation eindeutig einem Teilnehmer zuzuordnen. Nur so kann in späteren Schritten ein Mehrwert in der Produktion oder eine eindeutige Navigation eines automatisierten Fahrzeuges erfolgen. Für diese Anwendungsfälle ist eine zweidimensionale Positionsinformation ausreichend. Weiterhin sollten die Kosten für das System so gestaltet sein, dass eine Verrechnung dieser auf einen zu definierenden Zeitraum akzeptabel ist.

Die Kategorie der Echtzeit-Ortungssysteme (engl. Real Time Locating System, RTLS) fasst Funkortungssysteme zusammen, die in der Lage sind, die Position eines identifizierten Objektes in Echtzeit zu ermitteln. Der Begriff Echtzeit gibt hier vor, dass die Positionsinformation innerhalb eines vorgegebenen Zeitraums zyklisch ermittelt und bereitgestellt werden. Dieser Zeitraum T_{RTLS} hängt mit der Messfrequenz f_{rtls} des Lokalisierungssystems zusammen. Die Internationale Organisation für Normung (engl. International Organization for Standardization) (ISO) und Internationale Elektrotechnische Kommission (engl. International Electrotechnical Commission) (IEC) haben solch ein Systemkonzept in ISO/IEC 2382 standardisiert. Beide Institutionen erarbeiten global harmonisierte Normen und Standards, die für die Industrie eine einheitliche Arbeitsgrundlage schaffen [58]. Zusätzlich ist der Begriff der Echtzeit-Ortungssysteme in ISO/IEC 19762:2016 und ISO/IEC 24730 spezifiziert.

Der lizenzfreie Betrieb sowie die Standardisierung der Technologie sind zwei entscheidende Faktoren für die Interoperabilität. Gleichzeitig setzen diese Anforderungen einen impliziten hohen Technologiereifegrad, Komponentenverfügbarkeit sowie Lieferantendiversität voraus. Diese drei Eigenschaften begünstigen einen vieljährigen Einsatz eines Ortungssystems. An diesem Punkt sind Interessengruppen erforderlich, um einheitliche Richtlinien zu definieren. Im Folgenden werden daher zwei neu gegründete UWB-Konsortien vorgestellt, die diese Themen weiter vorantreiben.

1.2 Funktechnologieauswahl

Zu Beginn dieser Arbeit wurde untersucht, welche Funktechnologie für die Lokalisierung eines Fahrzeuges oder Roboters in den zwei vorgestellten Anwendungsszenarien geeignet ist. Zunächst wird die Problemstellung erläutert. Das GPS bietet eine simple und weit verbreitete Art zur Lokalisierung einer Empfangseinheit. Hierbei gibt es inzwischen diverse Alternativen, die unter dem Begriff Globales Navigationssatellitensystem (engl. Global Navigation Satellite System) (GNSS) zusammengefasst werden. Diese Funktechnologie stellt je nach Komplexität des Empfangssystems eine präzise Ortsinformation bereit und kommt bereits bei Testsystemen für autonomes Fahren zum Einsatz [38]. Sämtliche auf GNSS basierende Lösungen haben jedoch einen entscheidenden Nachteil, sie funktionieren nur im Außenbereich. Im Innenraum von Gebäuden ist die Signalstärke nicht ausreichend. Die Anwendungsszenarien erfordern jedoch, dass das System sowohl im Außen- als auch im Innenbereich verfügbar sein muss. Bis zum heutigen Tage gibt es kein Positionierungssystem mit einer globalen Abdeckung, welches diese Bedingung erfüllt. An dieser Stelle kann jedoch ein LPS verwendet werden. Dieses nutzt eine dediziert aufgebaute Infrastruktur und kann in beiden Bereichen zum Einsatz kommen. Somit muss ein LPS identifiziert werden, mit dessen Hilfe die Lokalisierung von Objekten entsprechend den Anforderungen möglich ist.

Es gibt diverse Funktechnologien zur Ortung, die auf proprietären Systemen basieren. Im Rahmen dieser Arbeit werden jedoch nur Lösungen betrachtet, die zum einen lizenzfrei betrieben werden können und zum anderen auf standardisierten Funkprotokollen beruhen. Letzteres sowie eine langjährige und interoperable Kompatibilität begünstigen die Verfügbarkeit von Komponenten, um die Funktechnologie in Systeme zu integrieren. Unter Berücksichtigung der in Kapitel 1.1 vorgestellten Anforderungen, wurden potenziell geeignete Funktechnologien identifiziert. Die Auswahl umfasste GNSS als Referenztechnologie sowie sechs Funktechnologien, die zur Lokalisierung von mobilen Transpondern genutzt werden können. In Tabelle 1.1 sind diese und weitere Informationen zu den jeweiligen Kandidaten aufgelistet. Die Systemeigenschaften sind aus der Literatur entnommen.

Das System, das speziell für die Lokalisierung entwickelt wurde, bietet aufgrund der hohen Technologiereife hervorragende Komponentenlösungen. Das drahtlose lokale Netzwerk (engl. Wireless Local Area Network, WLAN), das Bluetooth und das Zigbee sind Funktechnologien, die primär zur digitalen Kommunikation genutzt werden. Das engl. Radio Frequency Identification (RFID) und die akustische Oberflächenwelle (engl. Surface Acoustic Wave, SAW) sind Technologien, die zur Identifikation von Transpondern in der Logistik oder in der Industrie eingesetzt werden. Es wurde deutlich, dass UWB die höchste Genauigkeit im Vergleich zu den anderen Funktechnologien aufweist. Dies ist im Hinblick auf die Anwendungsfälle vorteilhaft. Gleichzeitig ist die laufzeitbasierte Lokalisierungsfunktionalität ein Bestandteil der Technologie und der Standardisierung [35]. Diese Eigenschaft ist ein weiteres Argument für UWB, da es aus ökonomischer Sicht eine höhere Interoperabilität gewährt und somit eine einschränkende Bindung an einen proprietären Anbieter aufhebt. Diese Punkte machen UWB zur bevorzugten Technologie. Jedoch gibt es auch einen Nachteil bei der Verwendung von UWB für die Lokalisierung eines Fahrzeugs. Die Nutzung der Funktechnologie ist im Außenbereich regulatorisch eingeschränkt, wie in der rechten Spalte der Tabelle zu erkennen ist. Aus diesem Grund wurde im Rahmen dieser Arbeit ein

Tabelle 1.1: Aktuelle Funktechnologien und die entsprechenden Charakteristika [29, 41, 50, 55, 66, 89].

Technologie	Abdeckung [m]	Genauigkeit [m]	Innenbereich	Außenbereich
GNSS	global	6 - 10	Nein	Ja
WLAN	20 - 50	1 - 10	Ja	Ja
Bluetooth	10 - 40	1 - 5	Ja	Ja
Zigbee	75	1 - 10	Ja	Ja
UWB	1 - 50	0.1 - 1	Ja	Teilweise
RFID	1 - 50	1 - 5	Ja	Ja
SAW	40 - 100	0.5 - 1	Ja	Ja

neuartiges Positionsberechnungsverfahren entwickelt und untersucht, um diese Einschränkung zu überwinden.

Eine Übersicht kommerzieller UWB-Lokalisierungssysteme ist in der Tabelle 1.2 gezeigt. Die Auswahl gibt einen Überblick an existierenden Lösungen, die im Industrie- oder Mobilitätsumfeld eingesetzt werden. Speziell das Ortungsverfahren, basierend auf Ankunftszeitdifferenz (engl. Time Difference of Arrival, TDoA), ist sehr verbreitet. Es ermöglicht eine zuverlässige und genaue Positionierung bei einer Genauigkeit im Dezimeterbereich. Weiterhin ist in Tabelle 1.2 gezeigt, dass die Transponderdichte bei der Verwendung des TDoA-Verfahrens generell höher ist als bei der Zweiweg-Entfernungsmessung (engl. Two-Way Ranging, TWR)-Verfahren. Die Firma Ubisense ist die einzige, die als Ortungsverfahren zusätzlich zum TDoA-Ansatz ein Signalempfangswinkel (engl. Angle of Arrival, AoA)-Verfahren nutzt. Mit dessen Hilfe wird, ähnlich wie bei dem Einfallswinkel (engl. Direction of Arrival, DoA)-Verfahren die Richtung des eintreffenden UWB-Funksignals gemessen. Somit stellen die in dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen der Richtungsmessung bei integrierten UWB-Basisstationen eine Neuheit da, insbesondere weil das hier vorgestellte Verfahren hauptsächlich auf Basis von Richtungsinformationen die Positionsberechnung ermöglicht.

1.3 Anwendungsbeispiele von UWB-Technologie

Dadurch, dass der Reifegrad der UWB-Technologie immer weiter ansteigt, nehmen die möglichen Einsatzbereiche zu. Eine zentimetergenaue Abstandsinformation sowie eine Lokalisierung mit einem LPS stellen einen deutlichen Mehrwert dar. Die Firma Siemens bietet ein RTLS für Industrieanwendungen an, das in bestehende Produktions- und Automatisierungsprozesse eingebunden werden kann. Vergleichbare Lösungen gibt es von der Firma Kinexon sowie Humatics. Ein Beispiel für zukünftige Anwendungen ist die Erprobung von UWB-Technologie zur Ablösung von Zugsignaltechnik. Aktuell erprobt die Metropolitan Transportation Authority (MTA) in New

Tabelle 1.2: Übersicht kommerzieller UWB-Systeme und die entsprechenden Charakteristika [22, 26, 56, 61, 62].

Anbieter	Ortungsverfahren	Genauigkeit [m]	Anwendungsbeispiele
STM & Trumpf (früher BeSpoon)	TWR	0.1 - 0.15	Logistik, Sport, Büro
Siemens (früher Agilion)	TDoA	0.3	Produktion, Mobilität
Kinexon	TDoA	0.1	Produktion, Sport
Ubisense	TDoA & AoA	0.15 - 0.3	Produktion
Zebra	TDoA	0.3	Militär, Gesundheitswesen, Güter
Humatics (früher TimeDomain)	TWR	0.02 - 0.1	Schieneverkehr

York in einem eingeschränkten Testbetrieb die Lokalisierung von U-Bahnen. Sowohl die Firmen Siemens und Humatics als auch Thales und Piper Networks führen Feldversuche mit Prototypen durch [57]. Im Jahr 2019 hat die Firma Apple das erste Mobiltelefon mit integrierter UWB-Technologie vorgestellt. Diese Entwicklung bildet die Basis für zukünftige lokalisierungs-basierte Dienstleistungen [86]. Im Folgenden sind einige Anwendungsfälle gelistet:

Logistik

Waren- und Güternachverfolgung

Produktion

Werkstück- und Werkzeugverfolgung zur Optimierung von Produktionsabläufen

Unbemannte Systeme

Lokalisierungs- und Navigationslösungen für unbemannte Luftfahrzeuge (engl. Unmanned Aerial Vehicle, UAV), Roboter und AGV

Sport

Lokalisierung von Sportlern im Leistungssportbereich

Lokalisierung für Endkunden

Einsatz von Ortungssystemen zur Navigation im Innenbereich

Mobiles Bezahlen

Sicheres kontaktloses Bezahlen

Keyless Entry

Sichere funkbasierte Schließsysteme für Automobile und Türen

Außerdem werden in der Literatur weitere zukünftige Anwendungsfälle für UWB-Systeme erwähnt [31, 72].

1.3.1 UWB-Konsortien

Eine wichtige Entwicklung, die bei der Verbreitung und Weiterentwicklung des WLAN eine bedeutende Rolle gespielt hat, sind die Aktivitäten der Wi-Fi Alliance® [4]. Das Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) hat die Standardisierung der engl. Open Systems Interconnection Model (OSI)-Schichten (engl. Layer) 1 und 2 erarbeitet und mit dem IEEE 802.11 Standard veröffentlicht. In Ergänzung dazu hat die Wi-Fi Alliance® die Harmonisierung der höheren OSI-Stufen erarbeitet und verabschiedet. Ohne diese Vereinheitlichung wäre es heutzutage nicht selbstverständlich, dass sämtliche Geräte mit WLAN-Funktionalität herstellerübergreifend kommunizieren können.

Für die UWB-Funktechnologie gibt es ähnliche Allianzen bzw. Konsortien, die die Nutzung vereinheitlichen wollen. Diese bauen auf den Standards der IEEE-Computer Society auf, die die Nutzung des engl. Physical Layer (PHY) und der engl. Medium Access Control (MAC) für UWB-Systeme vereinheitlicht haben. Die Untersektion IEEE 802.15.4 befasst sich mit „Low-Rate Wireless Networks“. Die Allianzen werden nachfolgend untersucht und ihre Ziele näher erläutert.

UWB-Alliance

Die UWB-Alliance wurde im Dezember 2018 gegründet, um eine Interoperabilität zwischen Geräten sowie einheitlichen Schnittstellen zu erarbeiten. Sie repräsentiert Halbleiterhersteller, Lokalisierungssystemanbieter sowie Unternehmen, die UWB-Technologie für einzelne Produktfunktionen einsetzen. Zu den anfänglichen Mitgliedern gehören die Unternehmen Hyundai, Kia, Zebra, Decawave, Alteros, Novelda und Ubisense. Die primären Ziele der Organisation beziehen sich auf die Themen:

- Standardisierung auf Kommunikationsebene,
- Verteidigung des 6 GHz-Bereiches für UWB-Anwendungen,
- regulatorische Harmonisierung,
- Anwendungen von UWB-Basisstationen im Außenbereich.

Die UWB-Alliance arbeitet aktiv bei der Verabschiedung des neuen IEEE 802.15.4z-Standards mit [82].

FiRa-Konsortium

Das FiRa-Konsortium ist eine Gruppe von Industrieunternehmen, deren Fokus auf der Vereinheitlichung von UWB-Technologie im 6–9 GHz Spektrum liegt. Es wurde im Jahr 2019 gegründet. Der Name „FiRa“ leitet sich aus dem Englischen ab und steht für „fine ranging“. Basierend auf dem IEEE 802.15.4z Standard, will das FiRa-Konsortium eine interoperable und herstellerunabhängige

Lösung entwickeln. Die Gründungsmitglieder sind Bosch, Samsung, Assa Abloy und NXP Semiconductors. Weitere Mitglieder des Konsortiums sind HID-Global, Samsung Electronics, Sony, MI, Huf, Hyundai, LitePoint und Tile [31].

1.4 Motivation

Das Ziel dieser Arbeit besteht darin, ein Lokalisierungssystem auf Basis von UWB-Technologie zu untersuchen. Zu diesem Zweck beschäftigt sich diese Arbeit speziell mit dem Konzept einer Sende- und Empfangseinheit mit mehreren synchronisierten Funkmodulen, welches sich somit als Mehrkanalkonzept präsentiert. Es wird analysiert, welche Mess- und Positionierungsverfahren mit diesem Ansatz realisierbar sind. Zusätzlich soll geklärt werden, ob und welchen Mehrwert die Kombination eines UWB-Systems mit einer inertialen Messeinheit (engl. Inertial Measurement Unit, IMU) bietet.

Basierend auf der Richtungsmessung wird in dieser Arbeit ein neuartiges Lokalisierungsverfahren entwickelt. Um die primäre Problemstellung, die zulassungskonforme Lokalisierung eines mobilen Objektes im Innen- und Außenbereich mittels UWB-Systems zu bearbeiten und zu lösen, wird eine neue und patentierte Positionsberechnung vorgestellt, die zwei synchronisierten Transponder nutzt.

Die Untersuchungen des Lokalisierungssystems wurde in den bereits erläuterten Anwendungsszenarien für den Industrie- bzw. den Automobilbereich durchgeführt. Die Fragestellung bezüglich der genannten Anwendungsfälle lautet: Kann UWB in den Anwendungsszenarien erfolgreich zur Ortung im Innen- und Außenbereich eingesetzt werden? Hierbei wurden die bereits genannten Anforderungen zur Evaluierung verwendet.

Das technische Konzept und somit die weitere Struktur dieser Arbeit setzt sich aus drei Ebenen zusammen, die die Funktionsweise eines Lokalisierungssystems beschreiben. Auf der ersten Ebene befinden sich die Messverfahren, auf der zweiten Ebene die Positionsberechnungsverfahren und auf der dritten Ebene ist die Positionsschätzung zu finden. Dieser Aufbau ist in Abbildung 1.3 veranschaulicht.

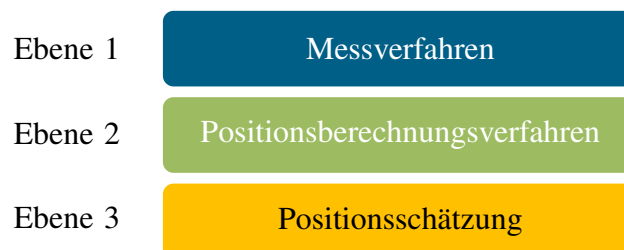


Abbildung 1.3: Übersicht der drei Ebenen des in dieser Arbeit zu untersuchenden Lokalisierungssystems.

Im Kapitel 2 wird das für diese Arbeit entwickelte UWB-Mehrkanalkonzept auf seine Machbarkeit hin untersucht und anwendbare Messverfahren analysiert, die für die späteren Systemuntersuchungen genutzt werden können. Hierbei werden Messergebnisse vorgestellt und erläutert, die für konzeptionelle Systementscheidungen genutzt werden. Anschließend wird in dem Kapitel 3 das Konzept sowie die Umsetzung eines Prototyps für die Erprobung demonstriert. Gleichzeitig werden die Positionsberechnungsverfahren für die jeweiligen Messverfahren vorgestellt und untersucht. In Kapitel 4 wird die kombinierte Positionsprädiktion aus einer UWB-Positionsinformation und die gravitationsfreie Beschleunigung der IMU im Innenbereich betrachtet. Das bis zu diesem Punkt entwickelte System, aufbauend auf der UWB-Mehrkanalbasisstation, wird im darauffolgenden Kapitel 5 in einem realen Anwendungsszenario für die Ortung eines automatisierten Fahrzeuges im Außenbereich analysiert. Außerdem wird das neuartige Lokalisierungsverfahren hergeleitet und untersucht. Abschließend werden in Kapitel 6 die Erkenntnisse dieser Arbeit zusammengefasst und ein Ausblick auf die Weiterentwicklung des Systems sowie zukünftige wissenschaftliche Themenfelder bei UWB-Ortungssystemen gegeben.

2 Machbarkeitsuntersuchung und Messverfahren

Die Position eines Objektes kann mittels verschiedener Informationen, wie zum Beispiel Abstand oder Winkel zu einer Referenz, ermittelt werden. Gleichzeitig hat ein Objekt in einem zweidimensionalen Raum drei Freiheitsgrade. Somit müssen meist mehrere Einzelinformationen gesammelt werden, um eine vollständige zweidimensionale Position zu ermitteln. Zum einen ist es die Objektposition in Bezug auf ein Koordinatensystem mit x - und y -Achse und zum anderen die Rotation um den eigenen Mittelpunkt. Letztere wird auch als Objektorientierung bezeichnet. In Abbildung 2.1 wird dieser Zusammenhang veranschaulicht. Die UWB-Basisstationen sind als A_i , der UWB-Transponder ist als T_i und die Orientierung des Transponders ist mittels ϑ gekennzeichnet. Gleichzeitig werden ein oder mehrere Basisstationen benötigt, um ausreichend Messungen für eine anschließende Positionsbestimmung durchzuführen. In den folgenden Abschnitten wird die Machbarkeit und Umsetzung eines Mehrkanalansatzes für eine UWB-Empfangseinheit untersucht. Außerdem werden darin die entsprechenden Ansätze und Messverfahren erläutert, die, basierend auf der Signallaufzeit sowie dem komplexen Empfangssignal, zu diesem Zweck genutzt werden können.

Im Folgenden wird in Kapitel 2.1 die Idee und das technische Konzept für ein UWB-Mehrkanalsystem erläutert. In Abschnitt 2.2 wird die Umsetzung der Mehrkanallösung mittels eines integrierten UWB-Funkchips und dessen eigens entwickelter Ansteuerung vorgestellt. Außerdem werden in Kapitel 2.3 die in dieser Arbeit verwendeten Messverfahren vorgestellt. Hierbei handelt es sich zum einen um den Stand der Technik sowie zum anderen die neue Adaption zur Nutzung mit einer Mehrkanal-Basisstation. Diese werden mittels eines Messaufbaus untersucht, um Entscheidungen für die weitere Gestaltung des zu entwickelnden LPS-Systems zu treffen.

2.1 Mehrkanalkonzept

In der Literatur ist die Verwendung von Mehrkanal-Sende- und Empfangseinheiten für ein Kommunikationssystem häufig beschrieben [10]. Auch bei aktiver Funklokalisierung hat sich dieser Ansatz als nützlich erwiesen [9, 37]. Zum einen gibt es Systeme, die ausschließlich eine Funklokalisierung ermöglichen. Ein Beispiel hierfür sind frequenzmoduliertes Dauerstrichsignal (engl. Frequency-Modulated Continuous-Wave, FMCW)-Winkel-Ortungssysteme. Zum anderen existieren Lösungen, die auf WLAN oder Funktechnologien basieren. Ein Vorteil ist, dass die Ortung

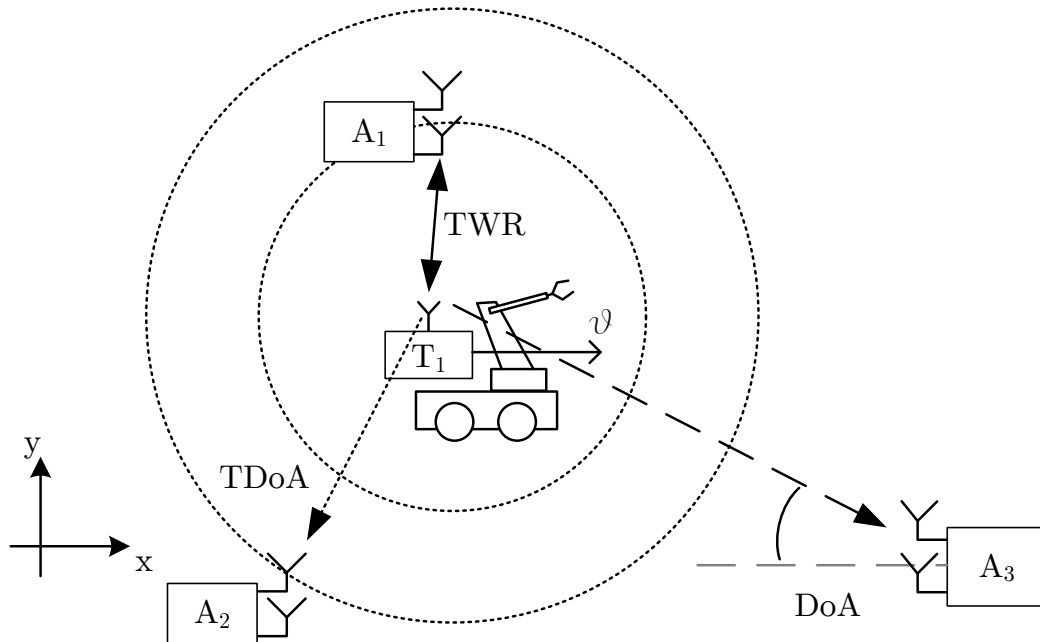


Abbildung 2.1: Veranschaulichung der drei Messverfahren für die Abstands-, die Laufzeitdifferenz- und Richtungsinformation. Die Zeitdifferenzmessung ist durch die gepunkteten Kreise und Pfeile dargestellt. Die Abstandsmessung ist durch einen zweiseitigen Pfeil und die Richtungsmessung ist durch einen gestrichelten Pfeil visualisiert.

eine Zusatzfunktion zur eigentlichen Kommunikation darstellt und eine hohe Verbreitung der Technologie im Markt vorhanden ist. In der Forschung eignen sich zur Untersuchung solcher Ansätze meist engl. Software Defined Radio (SDR)-Systeme. Kommerzielle WLAN-Chips nutzen mehrere Funkkanäle gleichzeitig. Sie sind jedoch meist abgeschlossene Systeme ohne Zugriff auf erforderliche Basisbandinformationen um diese Kanäle für erweiterte Ortungsverfahren zu nutzen. Gegenüber voll integrierten Funkchips ist es möglich mit SDR-Systemen funkprotokollkonforme Nachrichten sowohl zu empfangen als auch zu senden und gleichzeitig die eigentlichen Funksignale zu nutzen. Ein SDR nutzt dabei diskrete Analog-Digital-Umsetzer (engl. Analog-to-Digital Converters ADCs) sowie ein engl. Field-Programmable Gate Array (FPGA), um die enormen Datenmengen in Echtzeit zu verarbeiten.

Wie bereits in Kapitel 1 erwähnt, haben UWB-Funksignale eine Bandbreite von mindestens 500 MHz. Für diese Arbeit konnten keine SDRs gefunden werden, die in der Lage waren, UWB-Signale zu verarbeiten. Der Grund hierfür war die zu geringe Empfangsbandbreite des Empfangsmoduls. Eine Alternative ist, integrierte Funkchips zu verwenden, die den erforderlichen Zugriff direkt oder durch Modifikation ermöglichen. Für diese Arbeit wurde der Decawave-1000-Funkchip (DW1000) ausgewählt. Er kommt in einigen Ortungssystemen bzw. UWB-RTLS zum Einsatz. Die technische Dokumentation des integrierten Schaltkreises (engl. integrated circuit, IC) deutet auf zwei entscheidende Funktionen hin, die für den Aufbau eines Mehrkanalsystems für Ortungsanwendungen genutzt werden können. Zum einen kann der Funkchip von einer externen

Quelle synchronisiert und zum anderen zu Diagnosezwecken die Kanalimpulsantwort eines empfangenen Signals ausgelesen werden. Somit könnten synchronisierte Empfangszeitpunkte einer UWB-Nachricht und weitere Informationen aus der Kanalimpulsantwort (engl. Channel Impulse Response, CIR) gemessen werden. In den folgenden Abschnitten werden sowohl die Umsetzung des Mehrkanalkonzeptes als auch bekannte Messverfahren vorgestellt und deren Adaption und Kombination für ein mögliches Mehrkanalsystem untersucht.

2.2 Mehrkanalumsetzung

Für die Untersuchung der Richtungsmessung wurde ein Mehrkanalversuchsaufbau benötigt. Bei diesem Aufbau wurde der DW1000 viermal genutzt, um einen entsprechenden Empfänger zu realisieren.

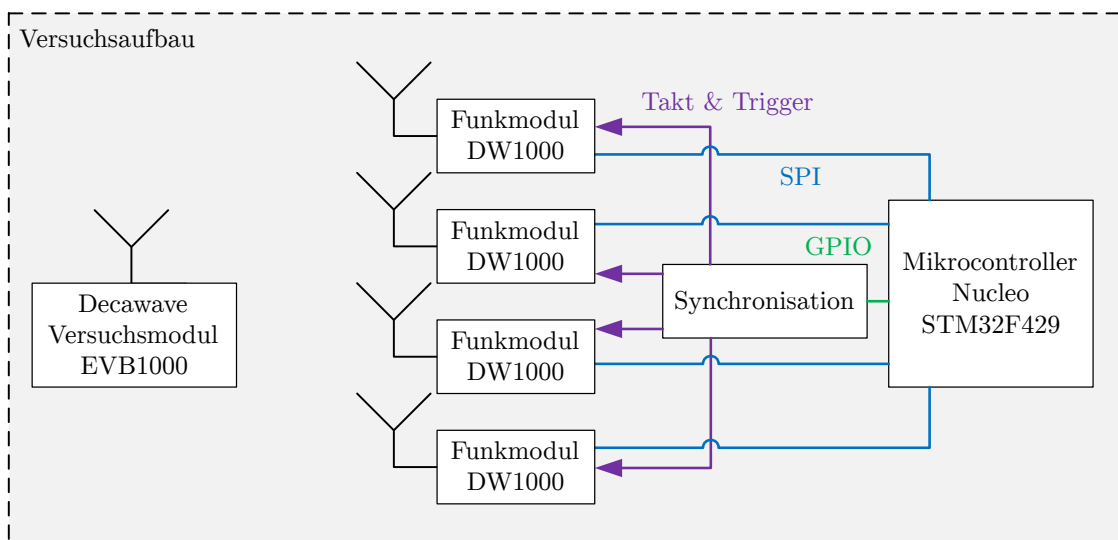


Abbildung 2.2: Versuchsaufbau für Untersuchungen zum Mehrkanalkonzept.

In Abbildung 2.2 ist der schematische Versuchsaufbau gezeigt, um die Machbarkeit der Mehrkanalimplementierung zu prüfen. Hierbei wurde, wie auf der linken Seite abgebildet, das Decawave-Versuchsmodul „EVB1000“ als mobiler Transponder verwendet. Auf der rechten Seite ist ein Prototyp der entsprechenden Mehrkanal-Sende- und Empfangseinheit abgebildet. Dieser besteht aus Funkmodulen, einem Mikrocontroller und eine Zeitsynchronisationsplatine.

Wie bereits im Abschnitt 2.1 erläutert, werden für eine Mehrkanalsystem mehrere Funkeinheiten synchron betrieben. Zu Beginn dieses Forschungsvorhabens waren keine Funkmodule erhältlich, die die Möglichkeit boten, einen externen Synchronisationsmechanismus zu verwenden. Nachfolgend werden der Funkchip, das UWB-Funkmodul und die Synchronisation näher erläutert.

2.2.1 Funkchip

Die UWB-Funkkommunikation wird mit dem DW1000 realisiert. Dieser Funkchip wurde von der Firma Decawave, die ihren Hauptsitz in Irland hat, am 7. November 2013 veröffentlicht [23]. Er basiert auf der engl. Complementary Metal-Oxide-Semiconductor (CMOS)-Technologie. Der Chip ist kompatibel mit dem IEEE 802.15.4-2011 Standard, ermöglicht Kommunikationsdatenraten von bis zu 6,8 Mbit, unterstützt den Frequenzbereich von 3,5 GHz bis 6,5 GHz und kann via engl. Serial Peripheral Interface (SPI) von beliebigen Mikrocontrollern angesteuert werden. Er eignet sich laut Datenblatt ideal für TWR- sowie TDoA-Messungen und entsprechende Positionierungssysteme.

Für die Ortungsfunktionen verfügt der Chip über einen internen und hochgenauen Zeiterfassungsmechanismus. Dieser ermöglicht die Erfassung von Sende- und Empfangszeitpunkten mit einer Auflösung von 15,65 ps. Eine solche Genauigkeit ist erforderlich, da die Signalausbreitungsgeschwindigkeit der Lichtgeschwindigkeit $c_0 = 2.99 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ entspricht. Mit dieser Geschwindigkeit legt ein UWB-Signal 30 cm während einer Dauer von 1 ns zurück.

Der DW1000 arbeitet mit einem externen Quarzoszillator als Referenz für die interne Taktgebung. Dieser muss eine Taktfrequenz von 38,4 MHz aufweisen. Das Oszillatorsignal speist die interne Phasenregelschleife (engl. Phase-Locked Loop, PLL) der Sende- und Empfangsblöcke sowie die Zeitbasis PLL. Letztere wird für die chipinterne Generierung der Sende- und Empfangszeitpunkte verwendet.

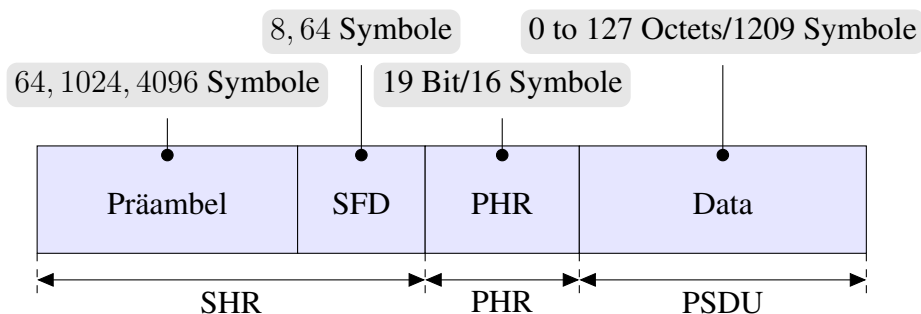


Abbildung 2.3: Aufbau eines IEEE 802.15.4a Frames.

Der DW1000-Funkchip nutzt für die Kommunikation und die Zeitmessungen standardkonform UWB-Nachrichten. Hierbei ist in IEEE 802.15.4a vorgegeben, dass für die Codierung von Nachrichten eine Kombination aus Pulskamm-Modulation (engl. Burst Pulse Modulation, BPM), auch bekannt als Puls-Pausen-Modulation (engl. Pulse Position Modulation, PPM), und Phasenumtastung (engl. Binary Phase Shift Keying, BPSK) verwendet wird [40]. Ein Symbol einer UWB-Nachricht besteht immer aus zwei Bit. Das Erste bestimmt die Position eines Pulses und ist mit BPM modelliert. Das Zweite enthält die Phaseninformation und wird mittels BPSK dargestellt. Eine Ausnahme besteht bei der Modulation des engl. Synchronizations Header (SHR), da dieser nur mit BPM modelliert wird. Darauf baut die Paketstruktur für eine UWB-Nachricht auf. Diese ist für die einheitliche Kommunikation ebenfalls in IEEE 802.15.4a spezifiziert. Sie setzt sich aus SHR,

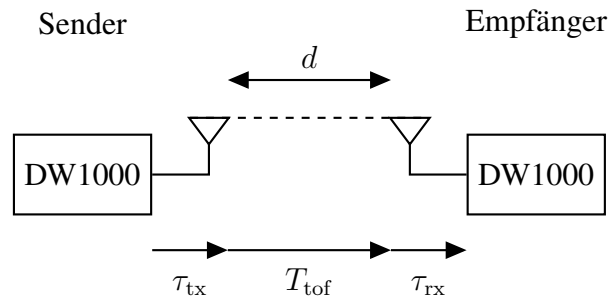


Abbildung 2.4: Analyse der Zeitabschnitte vom Aussenden bis zum Empfangen eines UWB-Signals.

einem engl. PHY Header (PHR) und der engl. PHY Service Data Unit (PSDU) zusammen, der SHR aus einer Präambel und einem engl. Start of Frame Delimiter (SFD). Die MAC-Nutzdaten, der engl. MAC Header (MHR), und der engl. MAC Footer (MFR) eines Datenpaketes sind im PSDU enthalten [36]. Die komplette Struktur eines Paketes ist in Abbildung 2.3 gezeigt. Die Gesamtsymbollänge variiert zwischen 88 und 5385 Symbolen je nach der entsprechenden Kanalparameterwahl. Das entspricht einer Zeitdauer zwischen 152 μ s und 78,099 ms.

Sendezeitpunkt

Die Definition des Sendezeitpunkts ist wichtig für die Laufzeitbetrachtung des Funksignals. Dieser beinhaltet den Bezug zwischen Raum und Zeit. Idealerweise ist der ermittelte Sendezeitpunkt somit der Zeitpunkt, an dem sich das ausgesendete Signal am Übergang von der Antenne zum Kanalübertragungsmedium befindet. Ein möglicher Zeitpunkt, der von der Sendeeinheit erfasst werden kann, ist die analoge Generierung des UWB-Pulskamms. Hierdurch ergibt sich eine Zeitdifferenz zwischen den beiden Orten, die bei der Laufzeitberechnung mit beachtet werden muss. Es müssen die Ausbreitungszeiten des Signals im Chip, auf der Leiterplatte, in optionalen Hochfrequenzbausteinen und durch die Antenne berücksichtigt werden. Die jeweiligen zeitlichen Ausbreitungsverläufe sind in Abbildung 2.4 dargestellt.

Die jeweilige Verzögerungszeit τ_{tx} muss bekannt sein, damit ein Rückschluss zwischen dem tatsächlich gemessenen Sendezeitpunkt \hat{t}_{tx} und dem Ausstrahlen durch die Antenne zum Zeitpunkt \tilde{t}_{tx} möglich ist. Daraus ergibt sich die Formel 2.1 zur Berechnung des Antennensendezeitpunkts.

$$\tilde{t}_{tx} = \hat{t}_{tx} + \tau_{tx}. \quad (2.1)$$

Zu beachten ist, dass der DW1000 zwei unterschiedliche Auflösungen bei der Erfassung des Sendezeitpunkts verwendet. Wird eine Nachricht versendet, so wird ein 40 Bit Zeitstempel erfasst, der eine Auflösung von 15,65 ps hat. Bei einer verzögerten Aussendung eines Signals werden von dem 40 Bit Zeitstempel die neun niederwertigsten Bits ignoriert. Das entspricht einer Reduzierung der Auflösung um 8,013 ns.

Empfangszeitpunkt

Analog zu dem Sendezeitpunkt ist auch die Stelle, an der der Empfangszeitpunkt gemessen wird, entscheidend für eine Signallaufzeitmessung. Für eine Punkt-zu-Punkt-Abstandsmessung wird der Zeitpunkt, an dem das Signal an der Antenne eintritt, benötigt. Der DW1000 legt einen groben Ankunftszeitpunkt fest, sobald der SFD detektiert wird. Dies ist die Stelle eines UWB-Pakets zwischen der Präambel und dem PHR. Der finale Zeitstempel ist 40 Bit groß und hat eine Auflösung von 15,65 ps. Er setzt sich aus dem Rohzeitstempel, bei dem die niedrigen neun Bit gleich null gesetzt sind, und einer Korrekturberechnung unter Berücksichtigung der Antennenlaufzeitverzögerung und einem vom Hersteller entwickelten Faktor, basierend auf der ersten Signalamplitude und der Flankenerkennung (engl. Leading Edge Detection, LED) zusammen [13].

Ähnlich wie in Formel 2.1 gezeigt, muss auch bei dem Empfangszeitpunkt zwischen dem gemessenen \hat{t}_{rx} und dem Antennenempfangszeitpunkt \hat{t}_{rx} unterschieden werden. Hier wird ebenfalls ein Korrekturwert τ_{rx} angewendet, der von der Messung abgezogen wird. Für jedes Funkmodul muss dabei τ_{rx} ermittelt werden, um eine möglichst genaue Zeiterfassung zu erzielen.

Kanalimpulsantwort

Zusätzlich zu der Erfassung von Empfangszeitpunkten kann der DW1000 auch die CIR aufzeichnen. Mit Hilfe der Präambelsequenz eines UWB-Signals erfasst der Chip den Real- und Imaginärteil des CIR-Signals mit einer Abtastrate von einem Abtastpunkt pro Nanosekunde. Bei jeder Messung der CIR kann vom DW1000 aus einem entsprechenden IC-Buffer der Real- und Imaginärteil des Empfangssignals in 8 bit Segmenten ausgelesen werden. Der Zeitpunkt $t = 0$ beim Erfassen des komplexen Signals entspricht dem korrigierten Empfangszeitpunkt \tilde{t}_{rx} . Es ist möglich, je nach Konfiguration der Pulswiederholrate (engl. Puls Repetition Frequency, PRF), zwischen 992 und 1016 Messpunkten auszulesen. Dies entspricht einer Signaldauer von ca. 1 μ s.

Schnittstellen

Der DW1000 verfügt über eine Reihe von digitalen Ein- und Ausgangssignalen, mit denen Systemzustände gesetzt oder ausgelesen werden können, sowie über ein vollwertiges Businterface via SPI. Ein Zurücksetz (engl. Reset, RST)-Signal bietet die Möglichkeit, den Chip jederzeit zurückzusetzen. Das Unterbrechungsanforderungs (engl. Interrupt Request, IRQ)-Signal ermöglicht eine Reihe von chipinternen Zustandswechseln und Ereignissen zu signalisieren. Sobald ein solches Ereignis auftritt, wechselt der Signalzustand. Ein solcher Zustandswechsel kann von einem externen Mikrocontroller beobachtet werden. Für die Nutzung eines externen Taktgebers ist eine separate Leitung vorhanden. Ebenso besteht die Möglichkeit, ein externes Auslösesignal an den DW1000 zu senden, um den internen Zeitgeber zurückzusetzen. Sämtliche Signale werden über ein zwanzigpoliges Flachbandkabel übermittelt. Dieses wird genutzt, um die SPI-, RST-, IRQ-, Clock- und Sync-Signale mit einem Mikrocontroller und Zeitgeber zu verbinden. Hierbei spielt

vor allem die SPI-Verbindung eine entscheidende Rolle, da diese für sämtliche Register-Lese- und Schreibzugriffe zwischen dem DW1000 und einem Mikrocontroller genutzt wird.

2.2.2 Funkmodul

Für den hier zu entwickelnden Prototypen wurde eine integrierte UWB-Funkmodulplatine entworfen. Um einen geeigneten Platinenformfaktor zu ermitteln, wurde ein dreistufiger Entwicklungsprozess durchlaufen. Im ersten Schritt wurde eine geeignete UWB-Antenne ausgewählt, die einen geeigneten Kompromiss aus Formfaktor, Richtcharakteristik und Antennengewinn bot. Im zweiten Schritt wurden der DW1000-IC, Peripheriebausteine sowie Schnittstellen für die Spannungsversorgung, Kommunikation und Synchronisation entworfen und auf eine Leiterplatte (engl. Printed Circuit Board, PCB) platziert. Im dritten Schritt wurden die Bauteile optimal angeordnet, Schirmungsmaßnahmen sowie Befestigungspunkte für die spätere Integration in ein Gehäuse hinzugefügt. In Abbildung 2.5 ist das ausgewählte Antennendesign, Moduldesign sowie das gefertigte Modul gezeigt.

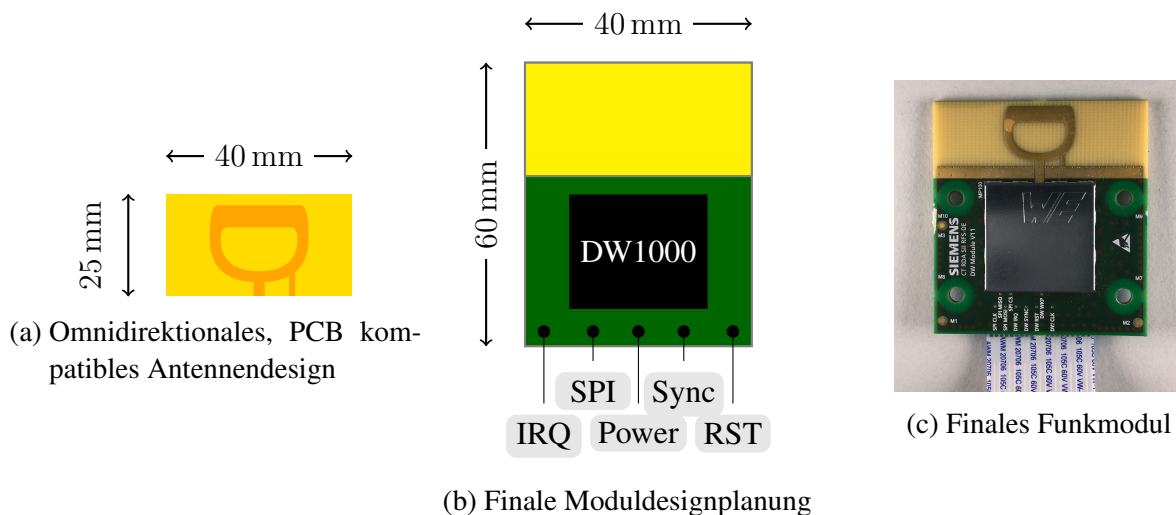


Abbildung 2.5: Die Entwicklungsstufen des UWB-Funkmoduls.

Das Modul besteht aus einem PCB. Aus diesem Grund muss die Antenne für die Dicke und das PCB-Substrat geeignet sein. Die Firma Decawave bietet eine Antennendesignvorlage für die Entwicklung von Funkmodulen an. Diese Vorlage wurde angepasst und für dieses Modul verwendet. Das Design und die Maße werden in der Abbildung 2.5a gezeigt. Die Antenne weist eine weitgehend omnidirektionale Richtcharakteristik auf und eignet sich für breitbandige Funksignale zwischen den Frequenzen von 3 GHz bis 9 GHz. Die Antenne kann laut Spezifikation auf beliebige „Groundplane“-Maße angepasst werden. Für das Design wurde eine Länge von 40 mm und eine Breite von 25 mm gewählt.

Der DW1000 benötigt einige zusätzliche Schaltungsbauteile für den Betrieb. Es wurde ein zwanzigpoliger Steckverbinder genutzt, um die Versorgungsspannung, SPI, das Taktsignal, das IRQ-

Signal, RST-Signal sowie das Synchronisationssignal anzubinden. Ein externer Spannungsschaltkreis regelte die 3,3 V Eingangsspannung auf eine IC-Versorgungsspannung von 3,3 V und 1,8 V. Optional und als Alternative zu einem externen Taktsignal kann das Funkmodul mit einem eigenen Quarzoszillator bestückt werden.

Vier kreisförmige Aussparungen an den Seiten des PCB-Bereichs konnten für die Befestigung mit Schrauben genutzt werden. Eine Schirmkappe erhöhte die Störfestigkeit und reduzierte etwaige hochfrequente Abstrahlungen. Die finale umgesetzte Version des UWB-Funkmoduls ist in Abbildung 2.5c gezeigt.

2.2.3 Mikrocontroller

Zur Kommunikation mit dem DW1000 sowie zur Steuerung wurde ein Mikrocontroller benötigt. Hierbei musste es möglich sein, mehrere Funkchips zentral mittels SPI zu betreiben. Der Mikrocontroller STM32F429 von der Firma STMicroelectronics verfügt über diese Eigenschaft und wurde für den Versuchsaufbau ausgewählt. Er kann bis zu vier SPI-Anschlüsse gleichzeitig verwenden. Der Chip hat außerdem ausreichend Rechenleistung, um die Informationen zu verarbeiten und weiterzuleiten.

2.2.4 Zeitsynchronisationsplatine

Für die Untersuchungen der Richtungsmessung, die als Teil der Ergebnisse im weiteren Verlauf dieser Arbeit präsentiert werden, wurde ein eigens entwickeltes Mehrkanalempfangssystem verwendet. Hierfür war eine Schaltung erforderlich, die den synchronen Betrieb von mehreren UWB-Funkmodulen ermöglicht. Um die Machbarkeit des Mehrkanalkonzepts aus Abschnitt 2.1 zu validieren, wird nun der hierfür entwickelte Aufbau mit mehreren synchronen Funkmodulen erläutert. In Abbildung 2.2 ist ein Blockdiagramm für den Mehrkanalempfang von UWB-Signalen dargestellt. Hiermit konnten anschließend mittels eines lokalen Synchronisationsmechanismus Empfangszeitpunkte sowie komplexe Empfangssignale synchron empfangen werden.

Die zentrale Komponente ist die Synchronisationsplatine, die mehrere Funkmodule mit einem Synchronisationssignal versorgt sowie das Taktsignal von einem Oszillator verteilt. Die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Schaltung ist in Abbildung 2.6 gezeigt.

Der Mikrocontroller aktiviert zuerst den Synchronisationsmodus des UWB-Funkchips. Anschließend sendet er außerdem ein Impulssignal an die Synchronisationsschaltung. Diese generiert ein zur steigenden Flanke des Oszillators abgestimmtes Synchronisationssignal. Mit diesem Signal werden anschließend die Uhren im Funkchip zurückgesetzt, die danach identisch laufen.

Um die Güte der Messgenauigkeit zu ermitteln, wurde die Untersuchungen mit vier Funkmodulen im Empfangsmodus durchgeführt. Die vier Module wurden mit einem Abstand von 0,0625 m zueinander entlang einer Geraden aufgebaut. Die Zeitbasen auf der Sender- und der Empfängerseite

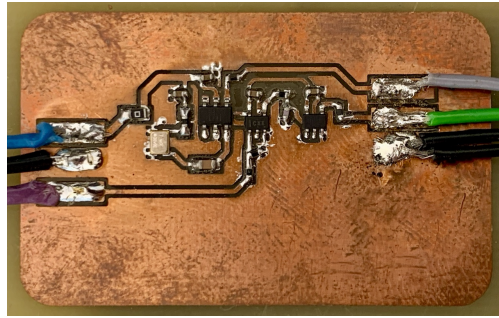


Abbildung 2.6: Erster Entwurf und Aufbau der Versuchsplatine der Synchronisationsschaltung.

wurden dabei synchronisiert. Es wurde die Laufzeit (engl. Time of Flight, ToF) zwischen dem Sender und den vier Empfängermodulen gemessen. Diese Messung wurde für drei Orientierungen von $\vartheta \in [-90^\circ; 0^\circ; 90^\circ]$ durchgeführt. Das Ergebnis ist als Histogramm in Abbildung 2.7 dargestellt. Die Differenz des maximalen und minimalen Mittelwerts bei einer Ausrichtung von $\vartheta = -90^\circ$ und $\vartheta = 90^\circ$ beträgt 0,691 ns und 0,607 ns, welches einer Distanz von ca. 18,75 cm und somit dem Modulabstand zwischen Modul 1 und Modul 4 entspricht. Bei einer Orientierung von $\vartheta = 0^\circ$ entspricht die Differenz der Mittelwerte 0,278 ns. Dieser Wert sollte 0,0 ns betragen, er wurde jedoch durch das Rauschen des Empfangszeitstempels im Chip verzerrt. Diese Ergebnisse zeigen, dass die Synchronisation der Funkmodule funktioniert und den geometrischen Zusammenhängen entsprechende Daten liefert.

2.3 UWB-Messverfahren

In diesem Kapitel werden neue Varianten von bereits existierenden Messverfahren vorgestellt. Es handelt sich um Verfahren zur Bestimmung von Distanz-, Ankunftszeitdifferenz- sowie Richtungsinformationen. Diese wurden modifiziert um die zusätzlich verfügbaren Messwerte des Mehrkanalsystems zu nutzen. In den folgenden Unterkapiteln werden spezielle Algorithmen vorgestellt, die für die jeweiligen Messverfahren genutzt werden. In Abbildung 2.8 sind die entsprechenden Zusammenhänge der für diese Arbeit relevanten Schritte gezeigt. Die Messverfahren sind der erste Schritt in der Verarbeitungskette, um eine Positionsberechnung bzw. -schätzung zu berechnen. Hierbei werden die über das Funksignal erfassten Informationen, die Zeit und die komplexe Kanalimpulsantwort, verarbeitet.

Es gibt zwei weitere Verarbeitungsschritte in einem Lokalisierungssystem, die in anschließenden Prozessschritten folgen. Diese bauen auf der Ausgangsinformation der Messverfahren auf. Die Schritte werden in den folgenden Kapiteln 3 und 4 vorgestellt.

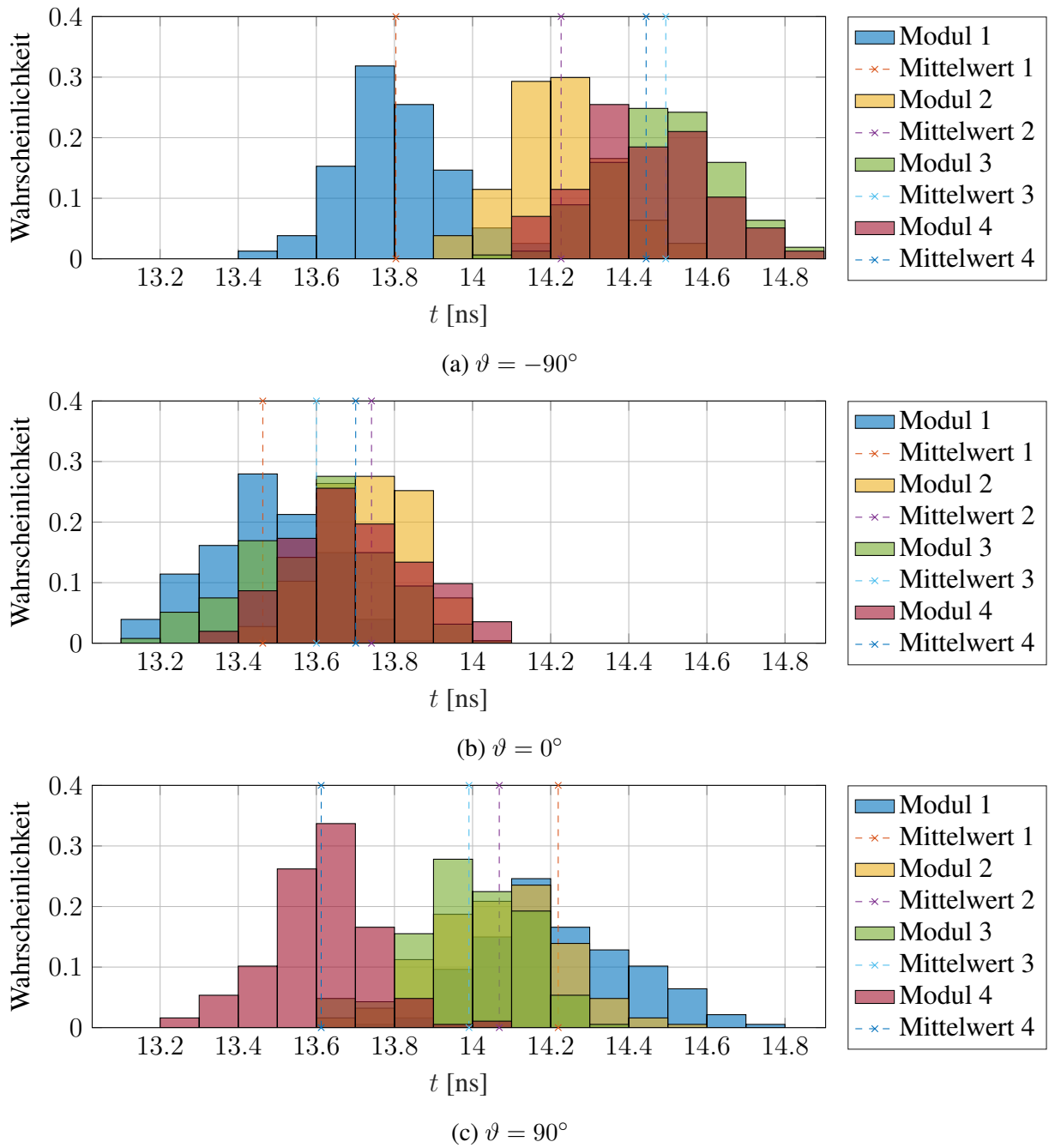


Abbildung 2.7: Messung der Signallaufzeit mehrerer Empfangsmodule bei periodischer Aussendung einer UWB-Nachricht. Die Histogramme zeigen die Normalverteilung der beobachteten Zeiten. Die vier Funkmodule wurden mit dem gleichen Taktgeber angesteuert, waren synchronisiert und hatten den Abstand $d_{i,\text{ant}}$ zum Referenzmodul.

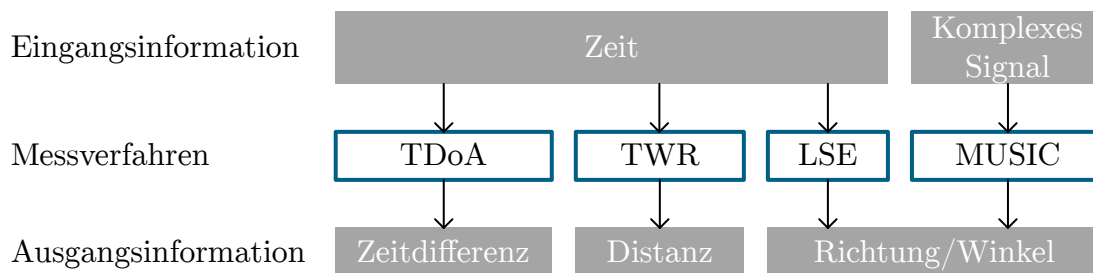


Abbildung 2.8: Übersicht der in dieser Arbeit verwendeten Verfahren zur Bestimmung der Position eines Funktransponders.

2.3.1 Messumgebung

Speziell bei der Untersuchung von Funksystemen beeinflusst die Umgebung die Funktion der Systeme. Eine Ursache sind reflektierende Funksignale, die abhängig von der Umgebung auftreten. Aus diesem Grund wurden für die Messungen in dieser Arbeit unterschiedliche Umgebungen ausgewählt.

In einem reflexionsfreien und abgeschirmten Raum, auch als Antennenmesskammer bezeichnet, bestand die Möglichkeit, Untersuchung von Funksystemen ohne Umgebungseinflüsse durchzuführen. Der Innenbereich ist in Abbildung 2.9 gezeigt. Die Kammer war geerdet und die Wände waren auf der Innenseite mit Mikrowellenabsorbern ausgekleidet. Diese Absorber verhinderten, dass reflektierende Funkwellen entstanden.

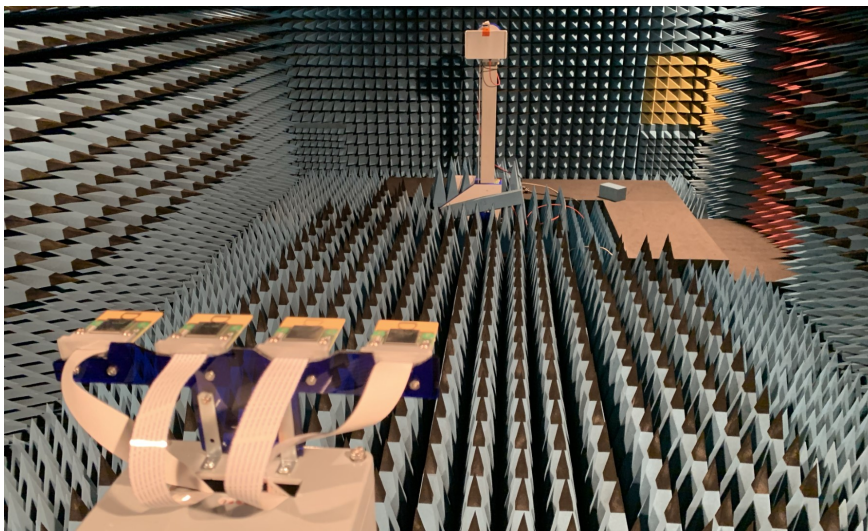


Abbildung 2.9: Messaufbau mit einer Basisstation mit einem Antennenarray, bestehend aus 4 Modulen für Richtungsmessung und einem Transponder in der Antennenmesskammer.

In Abbildung 2.10 ist der schematische Aufbau für Messungen in diesem Raum gezeigt. Auf der linken Seite befindet sich eine automatisierte Halterung für die zu untersuchende Funkeinheit.

Diese konnte während Testmessungen von dem Benutzer mittels einer digitalen Steuerung um die vertikale Achse gedreht und um die horizontale Achse rotiert werden. An dieser war, wie in der Abbildung gezeigt, eine Basisstation mit einem Antennenarray zur Richtungsmessung befestigt. Die Konstruktion der Halterung ermöglichte eine Befestigung der Basisstation, so dass der Array-Mittelpunkt mit dem Drehzentrum der Vorrichtung übereinstimmte. Auf der rechten Seite gab es eine weitere Vorrichtung, die sich ebenfalls rotieren ließ. Für die gezeigte Messreihe konnte die Orientierung der UWB-Sende- und Empfangseinheit auf der linken Seite von -90° bis 90° gedreht werden. Dieser Ablauf ist ebenfalls in der schematischen Zeichnung in Abbildung 2.10 gezeigt.

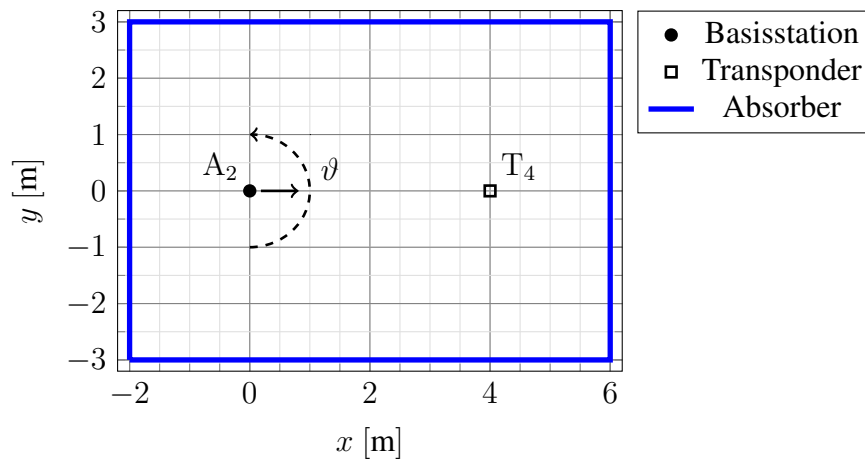


Abbildung 2.10: Messumgebung in der Antennenmesskammer. Die Basisstation konnte von -90° bis 90° gedreht werden, wobei die Orientierung von 0° einer Ausrichtung in positive x -Richtung entsprach.

Zusätzlich zu der Antennenmesskammer wurde für die Untersuchungen eine Laborumgebung genutzt. Diese bot eine hohe Flexibilität für unterschiedlichste Versuchsaufbauten. Funksysteme konnten mit Hilfe von Stativen an beliebigen Positionen installiert werden. Das Labor ist in Abbildung 2.11 gezeigt. Es ist zu beachten, dass ein Großteil der Wände des Raums aus Metall besteht. Bei der Untersuchung von Funksystemen wirken diese Oberflächen wie ein Spiegel. An diesen reflektieren die Funkwellen nahezu ideal. Das bedeutet, dass in dieser Umgebung ein einziges ausgesendetes Funksignal eine Vielzahl an Signalen mit zeitlichem Versatz erzeugt. Diese Charakteristik eignet sich jedoch gut, um Systeme, die in einem Industrieumfeld zum Einsatz kommen sollen, zu erproben.

Die Versuchsreihen, die in diesem Kapitel beschrieben werden, wurden weitestgehend in der Antennenmesskammer durchgeführt, um für die Untersuchung die Umgebungseinflüsse zu beseitigen. Um die Unterschiede aufgrund der Umgebung zu erkennen, erfolgte die Messung der Kanalimpulsantwort in der Messkammer sowie im Labor.

Weiterhin muss an dieser Stelle die Konfiguration der UWB-Kanalparameter festgelegt werden. Ausgangspunkt war die Annahme, dass die durchgeführten Messungen im Innenbereich stattfinden und somit Aufgrund der Raumgeometrien eine maximale Distanz von ca. 15 m zwischen Basisstation und Transponder erreicht wurde. Dies ergab sich anhand der maximalen Wandlänge



Abbildung 2.11: Messaufbau in der Laborumgebung. Die Basisstationen sind an den Wänden montiert.

von 10 m. Das bedeutete, dass die Parameter hinsichtlich einer niedrigen Reichweite sowie kurze Signaldauer optimiert werden konnten. Die verwendeten Kanalparameter sind in Tabelle 2.1 gezeigt.

Tabelle 2.1: Übersicht der gewählten UWB-Kanalparameter für die Untersuchungen der Messverfahren.

Parameter	I
P_{Tx}	$-41,3 \text{ dBm MHz}^{-1}$
Kanal	5
f_c	6,4896 GHz
f_{BW}	499,2 MHz
f_{PRF}	64 MHz
n_P	128
Präambelcode	9
PAC	16
R	$6,8 \text{ Mbit s}^{-1}$

2.3.2 Distanzmessung

Der Abstand zwischen zwei Funktransponder wurde mittels der Umlaufzeit (engl. Roundtrip Time of Flight, RTof) ermittelt. Die Umlaufzeit ist die Zeitspanne zwischen dem Aussenden einer

Funknachricht und dem Erhalt einer Antwort in Form einer weiteren Nachricht von dem zweiten Transponder. Diese Zeitspanne entspricht somit dem doppelten Abstand und einer Reaktionszeit, die der zweite Transponder für das Aussenden der Antwortnachricht benötigt. Dieses Verfahren ist auch als TWR bekannt. In diesem Abschnitt werden sowohl die einseitige Zweiweg-Entfernungsmessung (engl. Single Sided Two-Way Ranging, SS-TWR) als auch die zweiseitige Zweiweg-Entfernungsmessung (engl. Double Sided Two-Way Ranging, DS-TWR) sowie eine erweiterte Variante dieses Verfahrens, die asynchrone Zweiweg-Entfernungsmessung (engl. Asynchronos Two-Way Ranging, A-TWR) erläutert und die Ergebnisse der Untersuchung vorgestellt.

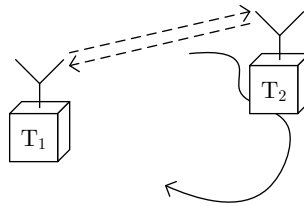


Abbildung 2.12: Konzept der Abstandsmessung mittels Anfrage- und Antwortnachricht. Die UWB-Nachrichten für die Laufzeitmessung sind gestrichelt dargestellt. Die Trajektorie des mobilen Transponders ist mit einem durchgezogenen Pfeil veranschaulicht.

Einseitiges TWR

Eine Variante des TWRs ist das SS-TWR. Hierbei werden genau zwei Nachrichten versendet, wie in Abbildung 2.13 dargestellt. Ein Transponder sendet ein Signal zum Zeitpunkt $t = 0$. Dieses wird von einem weiteren Transponder, auch als Gegenstelle bezeichnet, empfangen. Er sendet nach einer Verzögerung T_{delay} eine Antwortnachricht an den Initiator. Die RToF ergibt sich somit aus:

$$T_{\text{rtof}} = 2T_{\text{tof}} + T_{\text{delay}} \quad (2.2)$$

Dabei ist die Laufzeit T_{tof} , die Zeit, die ein Signal benötigt, um vom Sender zum Empfänger zu gelangen.

Die RToF wird, wie in Abbildung 2.13 gezeigt, aus der Differenz von t_3 und t_0 berechnet. Der Abstand d_k kann mit Hilfe der Ausbreitungsgeschwindigkeit berechnet werden und ergibt sich wie folgt.

$$d_k = \frac{T_{\text{tof}}}{c_0} = \frac{(T_{\text{rtof}} - T_{\text{delay}})}{2c_0} \quad (2.3)$$

Bei dieser Art der Abstandsmessung ist zu berücksichtigen, dass sie sehr anfällig für Zeitdrifteffekte ist. Wenn die Zeitbasen auf beiden Transpondern nicht konstant sind und zum Beispiel

auseinanderdriften, verfälscht dies die Messung. Dieser Effekt ist ebenfalls im IEEE 802.15.4a Standard erwähnt und mit einer zu erwartenden Drift von ± 20 ppm quantifiziert.

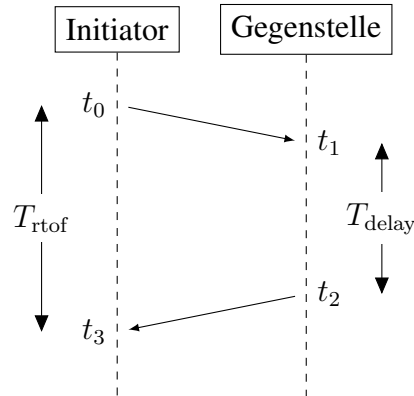


Abbildung 2.13: Abfolge der UWB-Nachrichten bei der einseitigen Abstandsmessung zwischen zwei Transpondern.

Es gibt Maßnahmen, um diesen Einfluss zu reduzieren. Eine Möglichkeit ist die Verwendung von hoch genauen Quarzuhren in sämtlichen Funkmodulen. Eine weitere Möglichkeit ist die Berechnung eines Korrekturfaktors κ , der auf Basis von Frequenzabweichungen in der Präambel des Empfangssignals ermittelt wird. Somit ergibt sich für die Abstandsberechnung:

$$d_k = \frac{T_{\text{tof}}}{c_0} = \frac{(T_{\text{rtof}} - T_{\text{delay}})(1 - \kappa)}{2c_0} \quad (2.4)$$

Zweiseitiges asynchrones TWR

Ein weiteres Verfahren zur Bestimmung des Abstands zwischen zwei Transpondern ist die DS-TWR. Der Ablauf ist in Abbildung 2.14 gezeigt. Hierbei werden drei Nachrichten zwischen zwei Transpondern ausgetauscht. Um die Drifteinflüsse auf die Abstandsmessung zu reduzieren, kann das DS-TWR genutzt werden.

$$T_{\text{tof}} = \frac{1}{4}(T_{\text{rtof},1} - T_{\text{delay},1} + T_{\text{rtof},2} - T_{\text{delay},2}) \quad (2.5)$$

In [59] ist gezeigt, dass für die Berechnung der T_{tof} mit Formel 2.5 unter Berücksichtigung der Bedingung $T_{\text{delay},1} = T_{\text{delay},2}$ der Einfluss der Zeitdrift reduziert wird. Die Bedingung ist jedoch in der Praxis schwer zu erfüllen. Aus diesem Grund wird die in [59] hergeleitete Berechnungsmethode, auch als A-TWR, eingeführt:

$$T_{\text{tof}} = \frac{T_{\text{rtof},1}T_{\text{rtof},2} + T_{\text{delay},1}T_{\text{delay},2}}{T_{\text{rtof},1} + T_{\text{delay},1} + T_{\text{rtof},2} + T_{\text{delay},2}}. \quad (2.6)$$

Hierbei muss die oben genannte Bedingung $T_{\text{delay},1} = T_{\text{delay},2}$ nicht erfüllt sein.

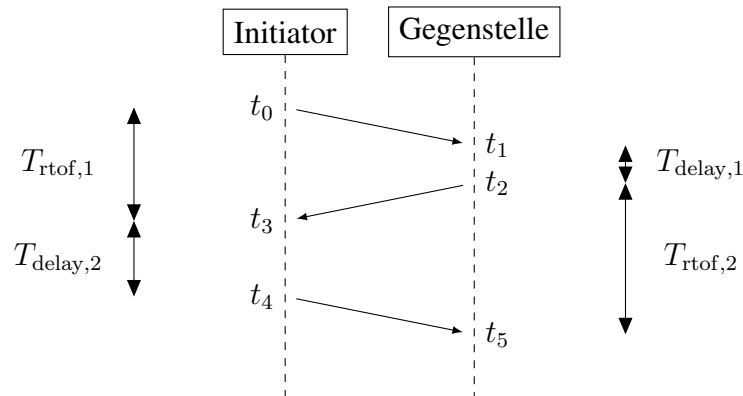


Abbildung 2.14: Zeitlicher Verlauf der UWB-Nachrichten bei dem A-TWR-Verfahren. Auf der Seite der Gegenstelle kann der Abstand berechnet werden.

Anhand einer Messreihe mit einem Versuchsaufbau wie in Abbildung 2.12 wurde die absolute Abweichung und die Standardabweichung der Abstandsmessung untersucht. Zwei UWB-Transponder wurden dazu 4,36 m voneinander entfernt in einer Antennenmesskammer aufgebaut. Die Ergebnisse der Abstandsmessung des SS-TWRs mit und ohne Korrekturfaktor sowie des A-TWRs sind in 2.15 gezeigt. Es ist zu beobachten, dass das SS-TWR-Verfahren ohne κ die geringste Standardabweichung über die Messwerte hat. Dies liegt daran, dass für den Aufbau im Rahmen dieser Arbeit ein temperaturkompensierte Quarzoszillator (engl. Temperature Compensated Crystal Oscillator, TCXO) als Quelle für die Zeitmessung in den jeweiligen Modulen verwendet wurden. Die TCXOs haben eine höhere Frequenzstabilität und verursachen somit einen deutlich geringeren Zeitdrifteffekt im Vergleich zum häufig eingesetzten einfacheren Quarzoszillator. Somit wurde weder die Driftkompensation noch das Drift unempfindliche A-TWR-Verfahren benötigt. Gleichzeitig wich die absolut gemessene Distanz 0,034 m von dem wahren Abstand ab. Für die weiteren Untersuchungen dieser Arbeit wurde daher das SS-TWR-Verfahren ohne κ verwendet.

2.3.3 Zeitdifferenzmessung

Bei dem Ankunftszeitdifferenz (engl. Time Difference of Arrival, TDoA)-Verfahren wird die Position eines Transponders mittels Laufzeitunterschieden eines Signals an mehreren Basisstationen ermittelt. Im Vergleich zu der Ankunftszeit (engl. Time of Arrival, ToA)-Methode muss der Transponder keine gemeinsame Zeitbasis mit den Basisstationen besitzen. Die Differenz des Empfangszeitpunktes zweier Basisstationen kann mittels einer Hyperbel im zweidimensionalen Raum beschrieben werden. Der Schnittpunkt zweier Hyperbeln ist somit die Position des Transponders.

Die gemessenen Empfangszeitdifferenzen \hat{t}_{TDoA} wird aus der Differenz des Vektors \hat{t}_{rx} aller Empfangszeitpunkte und des kleinsten Empfangszeitpunktes berechnet.

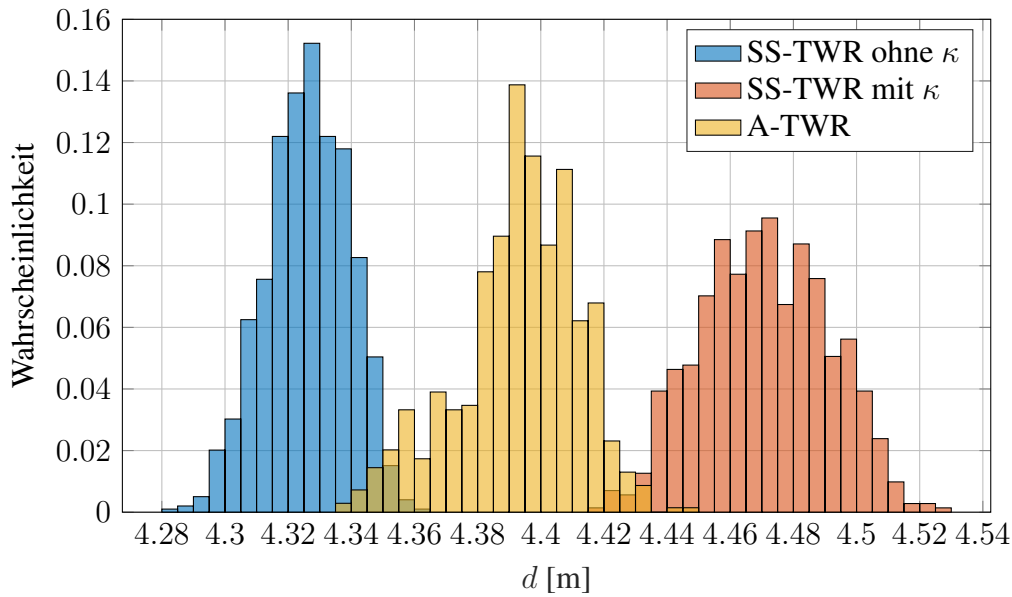


Abbildung 2.15: Vergleich der drei Varianten der Abstandsmessung mit einer Messreihe in der Antennenmesskammer.

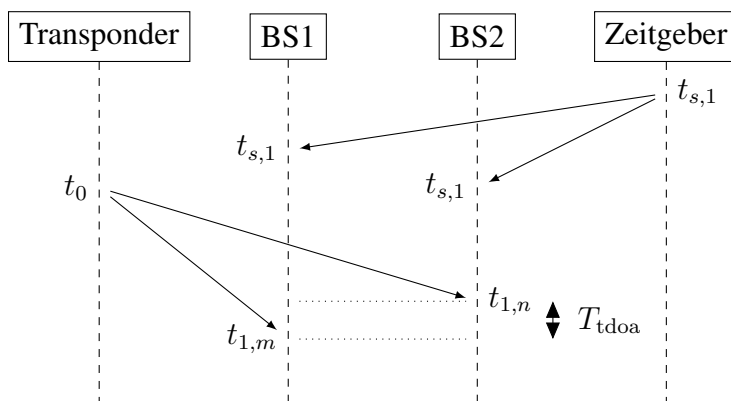


Abbildung 2.16: TDoA-Messung eines Signals mit zwei synchronisierten Empfangseinheiten. Der Abstand zwischen den zwei gepunkteten Linien entspricht der Zeitdifferenz.

$$\hat{t}_{\text{TDoA}} = \hat{t}_{\text{rx}} - \min(\hat{t}_{\text{rx}}) \quad (2.7)$$

Die Differenz aus dem minimalen Empfangszeitpunkt und sich selbst wird in den weiteren Betrachtungen nicht berücksichtigt, da dieser Wert immer 0 ist und keine Information enthält.

Diese Differenzen entsprechen theoretisch der wahren Entfernungsdifferenz zweier Basisstationen und dem Transponder. Somit kann der tatsächliche Wert mit

$$t_{\text{TDoA}} = \frac{|\mathbf{d} - \mathbf{d}_{\min}|}{c_0} \quad (2.8)$$

berechnet werden und der Fehler mit

$$\mathbf{e} = \hat{\mathbf{t}}_{\text{TDoA}} - \mathbf{t}_{\text{TDoA}} \quad (2.9)$$

beschrieben werden.

Bei einer realen Messung muss zuerst das Problem der gemeinsamen Zeitbasis beider Empfangseinheiten gelöst werden. Dies kann sowohl leitungsgebunden als auch kabellos geschehen. Zu beachten ist, dass beide Einheiten einen idealerweise identischen Taktgeber für die Zeitmessung haben und die Zeitzählung zu einem beliebigen Moment synchronisiert wird. Anschließend kann von einer Sendeeinheit eine Nachricht zur Messung ausgesendet werden.

Bei einer Mehrkanalbasisstation mit einer Anzahl von L UWB-Empfangseinheiten werden ebenfalls N Empfangszeitpunkte $t_{k,l,\text{rx}}$ gemessen. Hierbei ist k die Nummer der jeweiligen Basisstation und l ein Modul aus der Menge von Modulen. Es besteht die Möglichkeit den Mittelwert der Empfangszeitpunkten pro Basisstation zu verwenden. Dieser resultierende mittlere Empfangszeitpunkt berechnet sich wie in Formel 2.10 gezeigt.

$$t_k = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L t_{l,i,\text{rx}} \quad k \in [1, 2, \dots, K]. \quad (2.10)$$

Diese Berechnung hat zur Folge, dass der mittlere Empfangszeitpunkt einer Mehrkanalbasisstation nicht der Position eines Funkmoduls l so wie bei einer Einkanalösung entspricht, sondern dem geometrischen Mittelpunkt zwischen allen L Empfangseinheiten einer Basisstation k .

Zeitsynchronisation mehrerer Basisstationen

Die Voraussetzung für ein TDoA-System ist eine sehr präzise Zeitbasis, mit der die relativen Messungen der jeweiligen Basisstationen verglichen werden können [25]. Es wird ein Mechanismus benötigt, mit dessen Hilfe die individuellen lokalen Uhren synchronisiert werden können. Es gibt bereits Ansätze in der Literatur, wie solch ein System realisiert werden kann [80]. Für diese Arbeit wurde eine drahtlose virtuelle Synchronisation verwendet. Hierfür wurde ein Referenztransponder benutzt, um eine gemeinsame Zeitbasis aufzubauen. Dieser sendete ein zyklisches Synchronisationssignal mittels eines UWB-Pakets. Durch die bekannte Geometrie zwischen den Stationen konnte die Signallaufzeit kompensiert werden und in einem nachgelagerten Verarbeitungsschritt eine virtuelle gemeinsame Zeitbasis hergestellt werden.

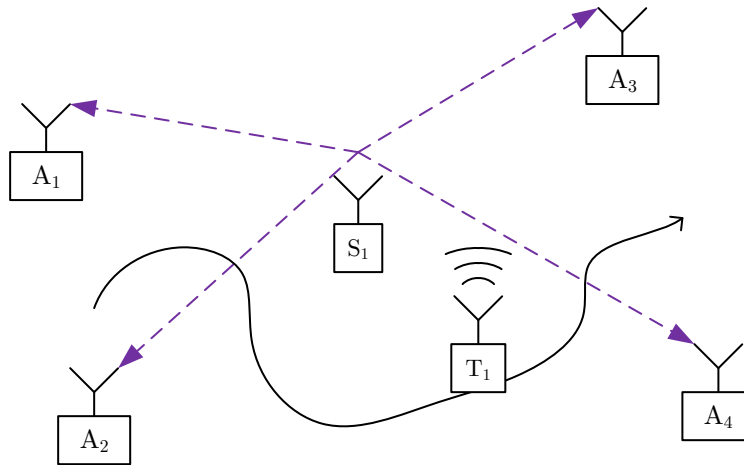


Abbildung 2.17: Schematische Darstellung der globalen Zeitsynchronisation für eine TDoA-Messung. Der Zeitgeber ist mit S_1 gekennzeichnet.

Die Synchronisationsnachrichten wurden gesammelt und als vollständiger Datensatz an die Synchronisationseinheit weitergereicht. Hier wurden sowohl die absoluten Zeitreferenzen für jede Basisstation als auch ein Korrekturwert für jede einzelne Basisstationsuhr ermittelt. Obwohl jeder TCXO mit einer Nenntaktfrequenz von 38,4 MHz arbeitete, gab es Drifffeffekte, die bei jedem unterschiedlich stark über die Zeit abwichen. Um diesen Effekt auszugleichen, wurde für jede Basisstation k ein Faktor η_k berechnet. Dieser glich die unterschiedlichen Drifffeffekte aus und ermöglichte eine stabile Zeitbasis.

$$\eta_k = \frac{T_{\text{sync}}}{\hat{T}_{\text{sync}}} \quad (2.11)$$

Das Zeitintervall T_{sync} ist die im System gesetzte Dauer zwischen zwei Synchronisationsnachrichten und \hat{T}_{sync} ist der gemessene Zeitabstand zwischen zwei Synchronisationsnachrichten an einer Basisstation. Da dieser Korrekturfaktor nur für eine vergangene Synchronisationsperiode berechnet werden kann, verursacht diese Methode eine Berechnungsverzögerung von bis zu einer Dauer von T_{sync} . Eine verzögerungsfreie Methode ist die Prädiktion des Drifffaktors mittels eines eindimensionalen Kalman-Filters.

Zusätzlich müssen die individuellen Signallaufzeiten des Synchronisationssignals berücksichtigt werden. Der Abstand d zwischen den Basisstationen und der Synchronisationseinheit ist meist unterschiedlich. Da die Position der Einheiten statisch und bekannt ist, kann dieser Faktor mit Gleichung 2.12 berechnet werden.

$$v_k = d_k c_0 \quad (2.12)$$

Für jede Station wurde der Distanzkompensationsfaktor v_k berechnet und zu dem Synchronisationszeitstempel addiert.

Um die Drift und den Frequenzoffset der Zeitbasis genauer zu bestimmen, wurden für einen Beobachtungszeitraum von zwei Minuten Messdaten aufgezeichnet. Hierbei kam ein Transponder mit zwei Modulen und einer Sendewiederholrate von 400 ms zum Einsatz. Sechs Basisstationen empfangen die Signale, und deren Zeitbasis konnte so mit der des Transponders verglichen werden.

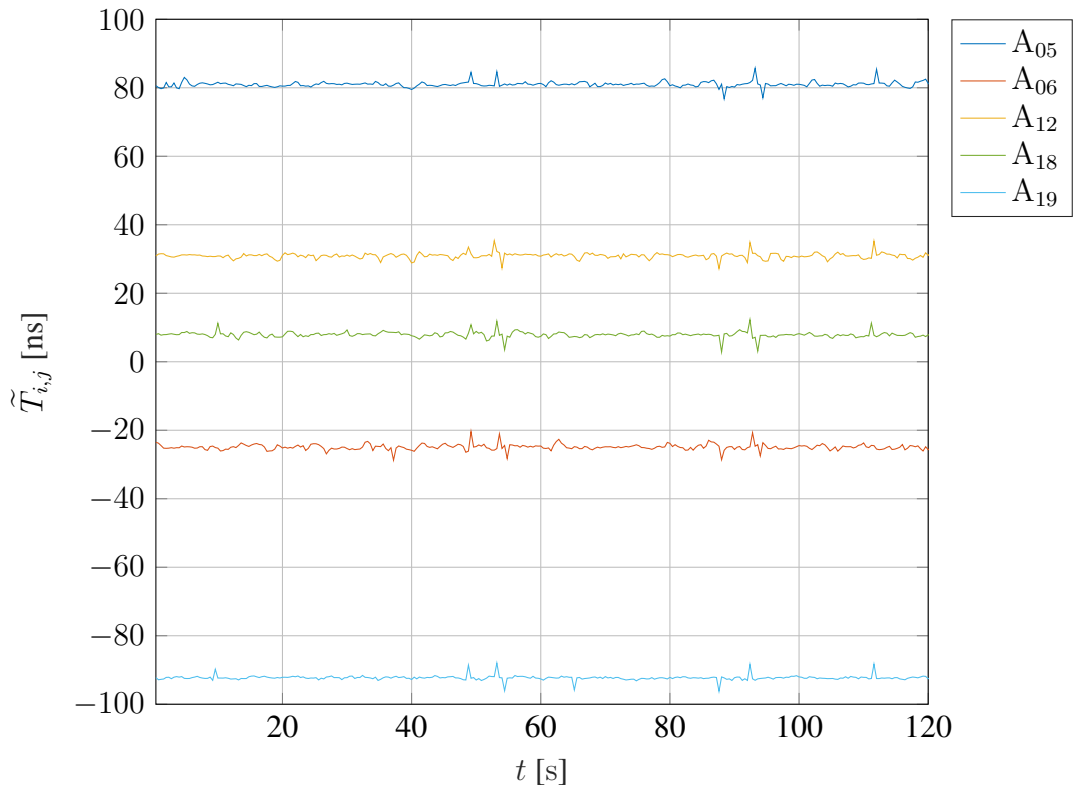


Abbildung 2.18: Messdifferenzen eines periodisch ausgesendeten Signals zwischen Sende- und Empfangseinheiten. Die Basisstationen sind mit dem Kürzel A_k genannt, wobei k die Nummer der jeweiligen Station ist. Es ist ein Frequenzoffset der jeweiligen TCXOs zu erkennen.

In Abbildung 2.18 ist zu sehen, dass die Abweichung eines Intervalls zwischen zwei ausgesendeten UWB-Signalen über die Zeit konstant blieb. Jede der sechs Basisstationen hatte einen eigenen Offsetwert. Die Abweichung der Zeitbasis lässt sich auf die Frequenz des TCXOs zurückführen. Da die Abweichung über die Zeit konstant war, konnte die Auswirkung auf die Ortungsgenauigkeit mathematisch kompensiert werden. Durch die verwendete globale Synchronisationsmethode für das TDoA-Verfahren konnte der Referenzzeitgeber zum Ausgleich genutzt werden. Trotzdem zeigt diese Beobachtung, dass die Zeitbasen über die Laufzeit auseinanderlaufen. Eine kontinuierliche globale Synchronisation war erforderlich, damit ein TDoA-Wert gemessen werden konnte.

Zeiterfassung

Das Rauschen bei der Messung des Empfangszeitpunktes ist ein entscheidender Wert, um die maximale Messgenauigkeit zu ermitteln. Hierbei spielen sowohl das Rauschen des Empfangszeitpunktes als auch mögliche zeitliche Drifteffekte eine Rolle. Um diesen Effekt darstellen zu können, ist eine Messung notwendig, bei der das Rauschen des Empfangszeitpunktes abgeleitet werden kann. Hierfür wurde folgender Versuch durchgeführt. Ein Transponder sendete zyklisch UWB-Signale aus. Die genaue Periodendauer wurde auf der Seite der Sendeeinheit erfasst. Ein weiterer Transponder empfing dieses Signal. Anschließend wurde die Differenz aus den gemessenen Periodendauern des Sende- und des Empfangstransponders $\tilde{T}_{i,j}$ gebildet. Wobei i die Nummer der Sendeeinheit und j die Nummer der Empfangseinheit ist. In Abbildung 2.19 ist das Ergebnis dieser Messung gezeigt. Das Resultat zeigt zum einen eine konstante Zeitabweichung von ca. 8 ns in der Periode zwischen Sender und Empfänger sowie ein Rauschniveau von ca. 2 ns.

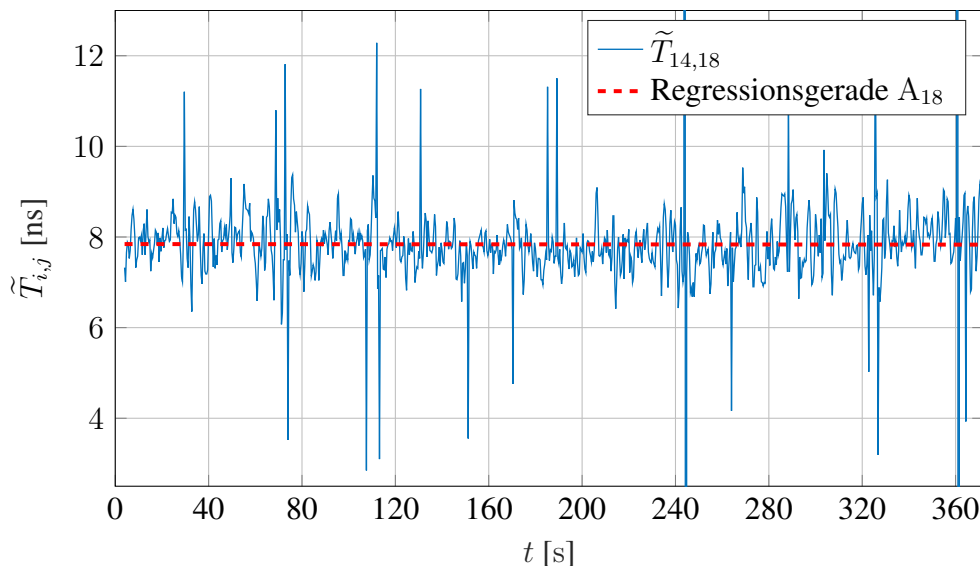


Abbildung 2.19: Differenz der Zeitspanne zwischen periodisch ausgesendeten UWB-Nachrichten mit einer Wiederholrate von 372 ms.

Diese Daten wurden zur Erstellung eines Histogramms genutzt und dadurch wurde die Standardabweichung des Rauschverhaltens erfasst. Dies ist in Abbildung 2.20 zu sehen. Die Standardabweichung liegt bei 1,7 ns.

Gleichzeitig wurde der Drift über einen Zeitraum von 372 s beobachtet. Der Verlauf des Driftfaktors ist mit einer rot gestrichelten Linie in Abbildung 2.19 gekennzeichnet. Die Daten zeigen, dass die Drift eine negative Steigung von $-0,01$ ns in diesem Zeitraum aufweist. Diese wurde durch die jeweils einzigartigen TCXOs verursacht. Dieses Ergebnis ist ein eindeutiger Indikator, dass die Verwendung eines TCXOs zu einem geringeren Drifteinfluss bei Zeitmessungen führt.

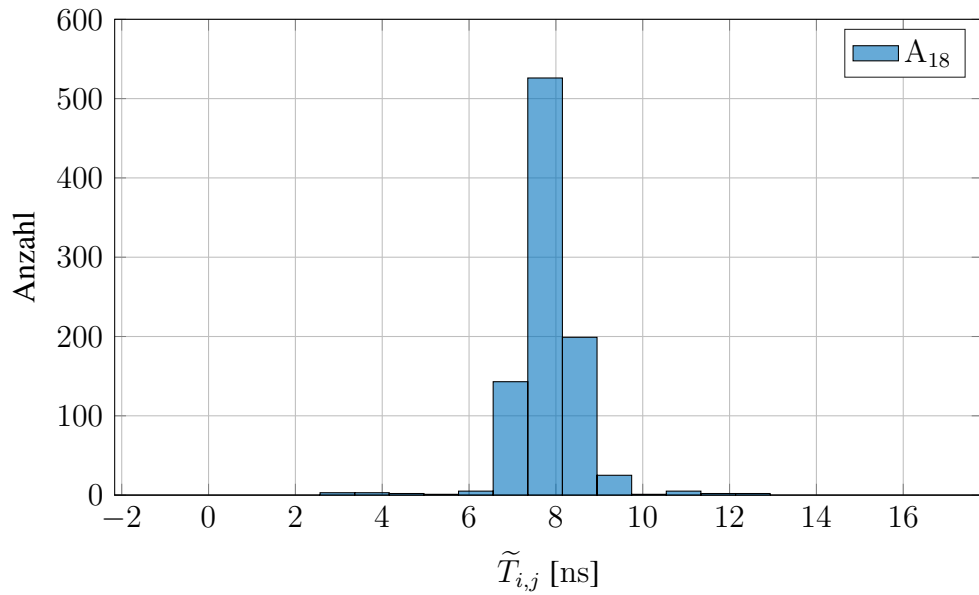


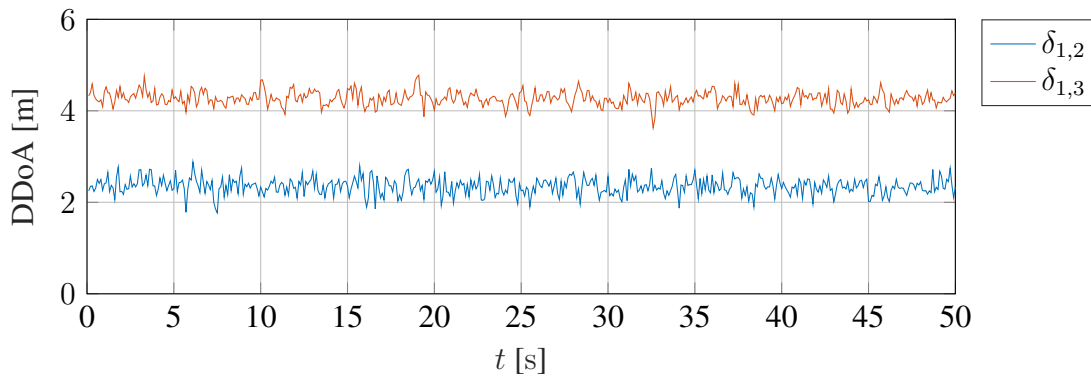
Abbildung 2.20: Histogramm der driftfreien Periodendifferenz zwischen Sende- und Empfangsperiode zweier Transponder.

Der Wert fiel bei jeder Sende- und Empfangseinheit unterschiedlich aus. Ein erweiterter Vergleich ist in Tabelle 2.2 gezeigt. Es ist jedoch zu erkennen, dass die Drift bei regelmäßiger Synchronisation und dem verwendeten TCXOs kein signifikanter Einflussfaktor ist.

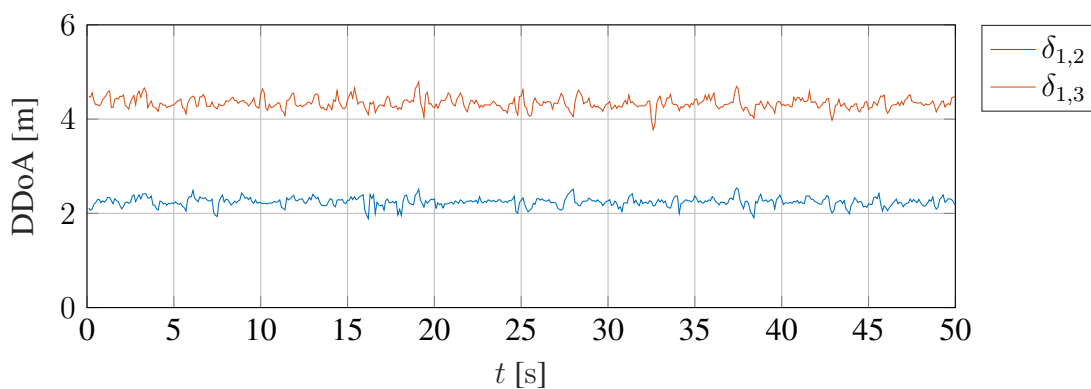
Tabelle 2.2: Drift- bzw. Frequenzoffsetmessung für eine Sendeeinheit in Kombination mit vier Empfangseinheiten bei einer Beobachtungsdauer von 372 s.

Empfänger	Drift pro 400 ms	Drift pro Stunde
5	0,5084 ps	4,575 ns
12	-0,2205 ps	-1,985 ns
18	-0,0134 ps	-0,121 ns
19	0,0825 ps	0,743 ns

Die TDoA-Messwerte \hat{t}_{TDoA} lassen sich mittels der Lichtgeschwindigkeit c_0 in die Empfangsdistanzdifferenz (engl. Distance Differences of Arrival, DDoA)-Werte umwandeln. Diese konnten später sowohl für eine Visualisierung als auch die Positionsberechnung genutzt werden. In Abbildung 2.21 sind diese DDoA-Werte $\delta_{u,v}$ einer statischen Transpondermessung gezeigt. Hierbei sind u und v die Nummern der Basisstationen anhand derer die Laufzeit- bzw. Distanzdifferenzen berechnet werden. Es wurden insgesamt 500 DDoA-Messwerte von zwei Basisstationen über einen Zeitraum von 50 s bei einer Senderate des Transponders von 10 Hz aufgezeichnet. Aus dem Vergleich zwischen Abbildung 2.21a und 2.21b ist zu erkennen, dass eine Mehrkanalempfangseinheit den Rauschanteil der jeweiligen Messung reduziert. Diese Beobachtung ist auf die Verwendung des mittleren Empfangszeitpunktes bei der Mehrkanalbasisstation zurückzuführen.



(a) Einkanal



(b) Mehrkanal

Abbildung 2.21: Messung der DDoA-Werte über einen Zeitraum von 50 s.

In Abbildung 2.22 sind die gemessenen DDoA-Werte zu einem vom Transponder ausgesendeten UWB-Signals mittels Hyperbeln visualisiert. Mittels der drei gezeigten Empfangseinheiten lassen sich zwei DDoA-Werte ermitteln. Die beiden Hyperbeln schneiden sich an der gemessenen Transponderposition \hat{p} . Diese weicht je nach Messrauschen der gemessenen DDoA-Werte von der wahren Transponderposition p ab.

2.3.4 Richtungsmessung

Mit der Verwendung mehrerer Empfangsantennen ist es möglich, die Richtung eines eintreffenden Funksignals zu bestimmen. Nachdem die grundlegenden Funktionen wie Zeitmessung, CIR-Messung und Synchronisation in Kapitel 2.2.1 untersucht wurden, wird nun das Verfahren vorgestellt, mit dem die Richtungsmessung in dieser Arbeit umgesetzt wurde. Es existieren bereits Untersuchungen zur Richtungsmessung mittels Ankunftsphasendifferenz (engl. Phase Difference of Arrival, PDoA) in der Literatur [15]. Hierbei dürfen für eine eindeutige Messung die Antenne maximal $\frac{\lambda}{2}$ voneinander entfernt sein. Dieses Verfahren war jedoch aufgrund der Abmessungen und Eigenschaften der Antennen, die in dieser Arbeit verwendet wurden, nicht nutzbar.

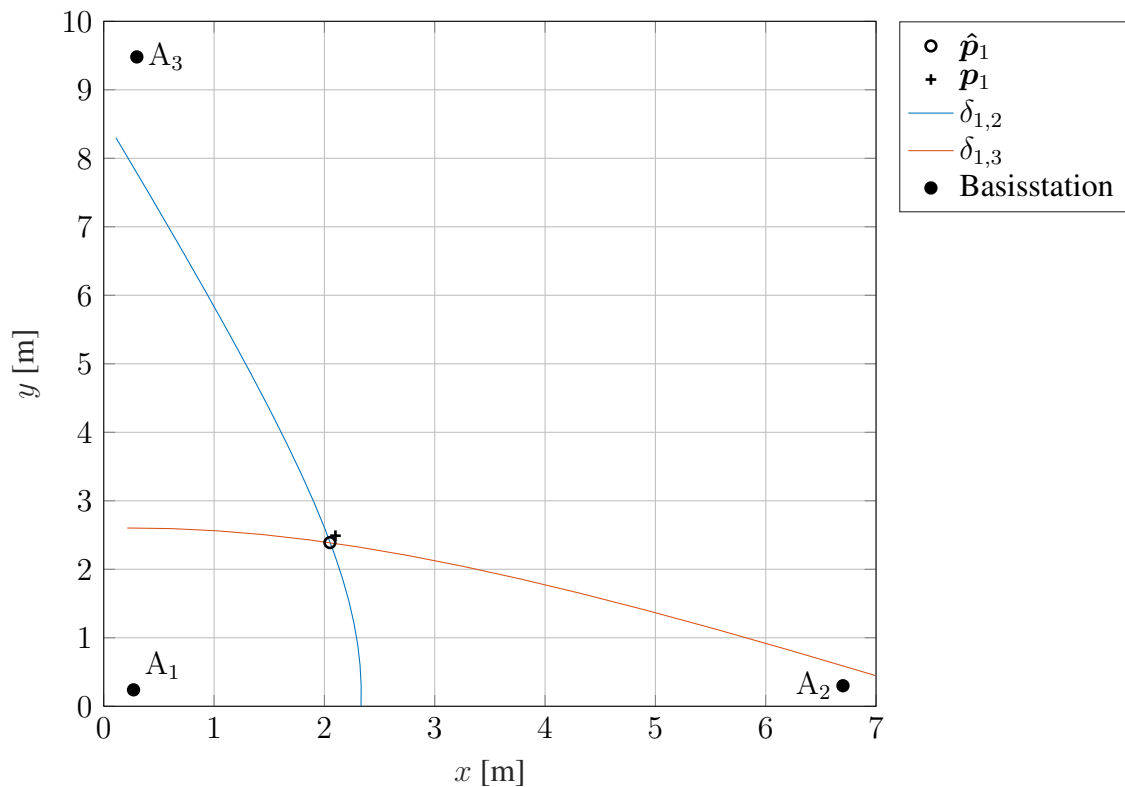


Abbildung 2.22: Messung von zwei DDoA-Werten für einen statischen Transponder.

Zuerst wird ein Verfahren auf Basis von Laufzeitmessung untersucht und anschließend die Richtungsmessung mittels CIR-Signals in Kombination mit dem engl. Multiple Signal Classification (MUSIC) Algorithmus analysiert. Zuletzt wird noch ein kombiniertes Verfahren aus beiden Ansätzen vorgestellt.

Der für diese Messungen verwendete Aufbau ist mit den geometrischen Zusammenhängen in Abbildung 2.23 gezeigt. Die Empfangseinheit war mit vier Funkmodulen ausgestattet, die äquidistant entlang einer Geraden platziert waren. Der Transponder war 4,1 m weit entfernt. Während der Messungen wurde die Empfangseinheit von -90° bis 90° gedreht. Die Orientierung, die mit dem Pfeil gezeigt ist, entspricht einem Winkel von 0° .

Empfangszeitpunkt

Die Berechnung einer Richtungsinformation basierend auf Empfangszeitpunkten erfolgte mittels des geometrischen Zusammenhangs der Antennenposition und der Signallaufzeit. Hierbei waren sämtliche Positionen \bar{p}_l aller Antennen bzw. Empfangseinheiten $l = [1, \dots, L]$ bekannt, wobei Empfangskanalanzahl L die Anzahl der Empfangskanäle und somit auch der Anzahl der Antennen einer Basisstation entspricht.

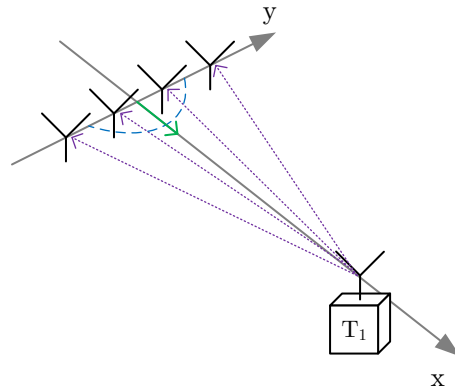


Abbildung 2.23: Messaufbau für die Untersuchung der Richtungsmessung. Entlang der y -Achse sind die vier Antennen des Empfangsarrays abgebildet. Anstatt die Position des Transponders zu variieren, wurde die Orientierung des Antennenarrays entlang der blau gestrichelten Linie gedreht.

Die Richtung wurde mit dem Verfahren der linearen Methode der kleinsten Quadrate (engl. Least Squares, LS) berechnet [73]. Dabei wird die optimale Gerade basierend auf sämtlichen Zeitmesspunkten mit der Gleichung $y = mx + b$ beschrieben. Die Steigung m ist äquivalent zur Richtung des eintreffenden Signals, wenn die Gerade durch den geometrischen Mittelpunkt aller Antennenpositionen verläuft. Eine weitere Möglichkeit ist es, den Ursprung des Referenzkoordinatensystems mit dem Mittelpunkt gleichzusetzen und den Achsenschnittpunkt b ebenfalls in den Ursprung zu legen.

$$m = \frac{\sum (t_l - \hat{t})(p_{x,l} - \hat{p}_x)}{\sum (p_{x,l} - \hat{p}_x)^2}. \quad (2.13)$$

Somit ergab sich die Steigung der Richtungsgeraden und es konnte der Einfallswinkel abgeleitet werden. Generell muss beachtet werden, dass nur die Steigungen gültig sind, die einem Winkel zwischen -90° und 90° Grad entsprechen.

Die Richtungsinformation auf Basis der Signallaufzeitmessung wird mit Hilfe der Formel 2.13 berechnet. Für diese Messung wurden vier UWB-Funkmodule mit einem Abstand von $d = 6,25$ cm zueinander verwendet. Letztlich sollte die Richtung mit möglichst wenigen Messvorgängen erfasst werden.

In Abbildung 2.24 ist die Messung der Richtung gezeigt. Auf der unteren Achse ist der tatsächlich eingestellte Winkel angegeben. Für jede Richtung wurden 1000 Messpunkte aufgezeichnet. Die roten Striche zeigen jeweils den Median der Messreihen, die blaue Box visualisiert die 25 % bzw. die 75 % Quantil der Verteilung und die roten Kreuze zeigen signifikante Ausreißer.

Es ist zu beobachten, dass die gemessene Richtung der wahren Richtung ähnelt. Jedoch tritt eine nicht zu vernachlässigende Unschärfe auf, die eine eindeutige Zuordnung von wahrer und gemessener Richtung nicht ermöglicht. Des Weiteren sind richtungsabhängige Abweichungen zu beob-

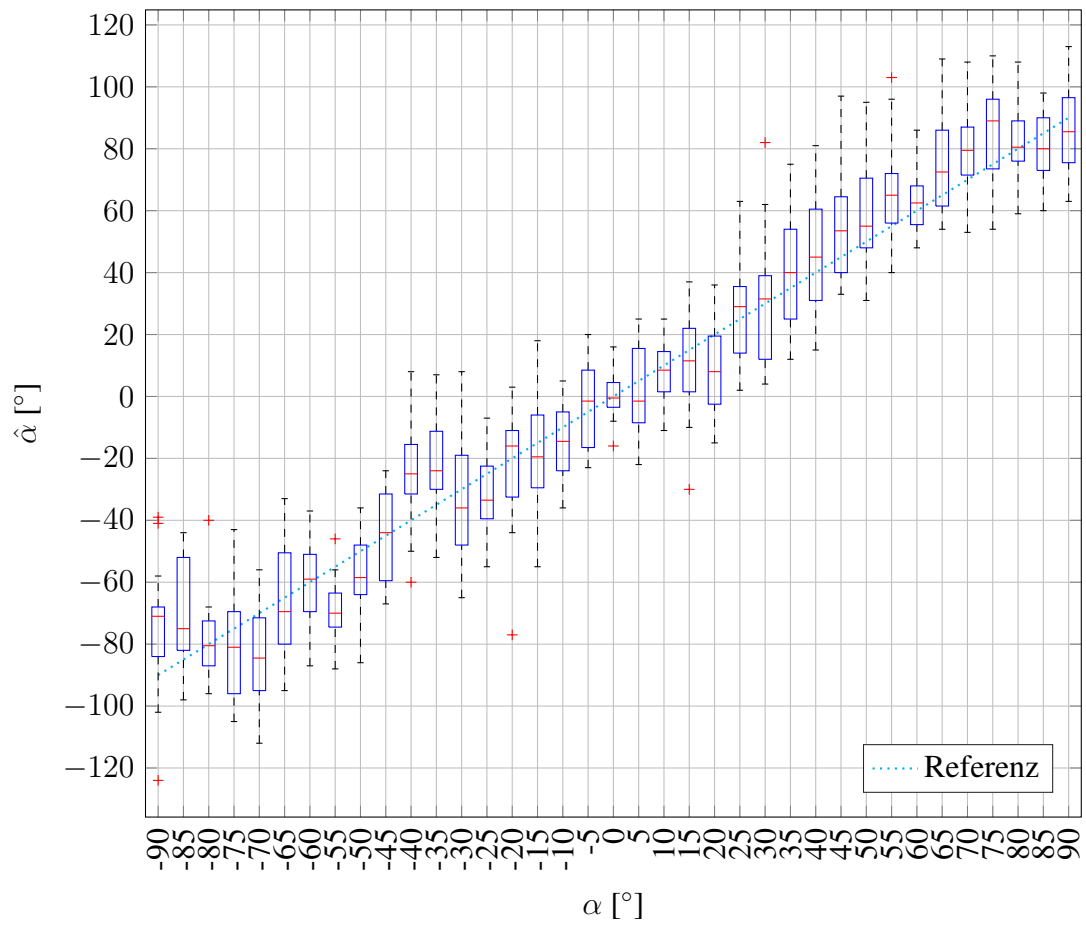


Abbildung 2.24: Richtungsmessung im Bereich von -90° bis 90° mittels Laufzeitdifferenzmessung.

achten. Bei zum Beispiel -35° und -40° ist eine stärkere Abweichung im Vergleich zur restlichen Tendenz zu erkennen. Dieser Effekt lässt sich auf mögliche richtungsabhängigen Laufzeitverzögerungen der UWB-Antenne zurückführen. Je weiter die Funkmodule auseinander entfernt positioniert werden, desto genauer ist die Richtungsmessung. Diese Beobachtung befindet sich auch im Einklang mit den Erkenntnissen aus Abbildung 2.7. Eine größere räumliche Trennung reduziert die durch das Rauschen des Empfangszeitpunktes verursachte Unschärfe.

Komplexes Empfangssignal

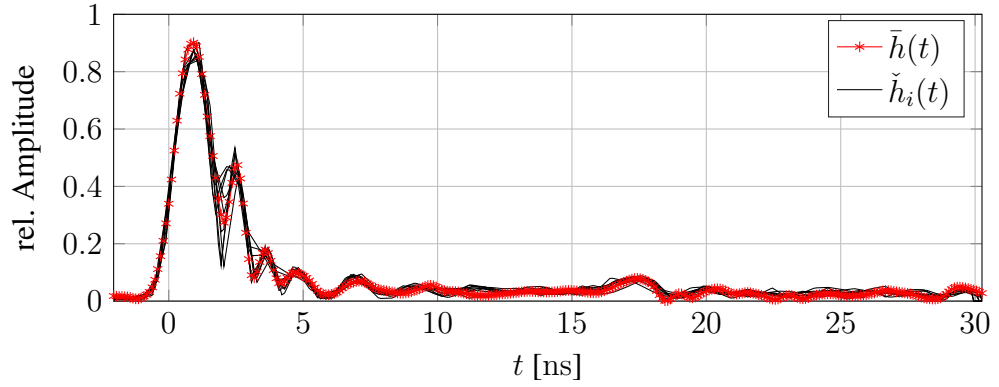
Der DW1000 kann zu jedem empfangenen UWB-Signal, wie in Kapitel 2.2.1 beschrieben, die CIR erfassen. Hierbei können aus dem Real- und Imaginärteil des CIR der Absolut- und Phasenanteil berechnet werden. In Abbildung 2.25 ist der Verlauf des interpolierten Absolutanteils $\check{h}(t)$ des CIR-Signals gemessen in einer Antennenmesskammer und einer Laborumgebung gezeigt. Hierbei wurden die zehn einzeln gemessenen Signalverläufe $\check{h}_i(t)$ mit $i \in [1, \dots, 10]$ sowie eine Mittelung $\bar{h}(t)$ des Verlaufs aller einzelnen erfasst.

Es ist zu erkennen, dass unter idealen Bedingungen, wie in einer Antennenmesskammer in Abbildung 2.25a gezeigt, die CIR einen prägnanten ersten Signalteil direkt zum Empfangszeitpunkt hat. Zu späteren Zeitpunkten treten nur niedrige Signalanteile auf. Im Gegensatz dazu ist in Abbildung 2.25b zu sehen, dass deutlich mehr Signalanteile zu späteren Zeitpunkten auftreten. Auch Reflexionen, die von bewegten Objekten im Raum erzeugt werden, können in der CIR detektiert werden [70]. Dies sind eintreffende Mehrwege-Reflexionen, die an Wänden in der Laborumgebung entstehen. Diese Effekte beeinflussen den Verlauf der CIR. In Abbildung 2.25b wird der Effekt sichtbar. Der erste Signalanteil mit der beginnenden Flanke bei $t = 0$ entspricht weiterhin dem Empfangszeitpunkt. Es treten jedoch weitere Signalanteile mit einer teils größeren relativen Amplitude auf, die durch konstruktiv überlagernde Signale aus Reflexionen entstehen. Dieser Effekt beeinflusst ebenfalls die MUSIC-Messung zur Richtungsbestimmung. Aus der Literatur ist zu entnehmen, je weniger Störeinflüssen auftreten, desto zuverlässiger ist die resultierende Richtungsinformation [75].

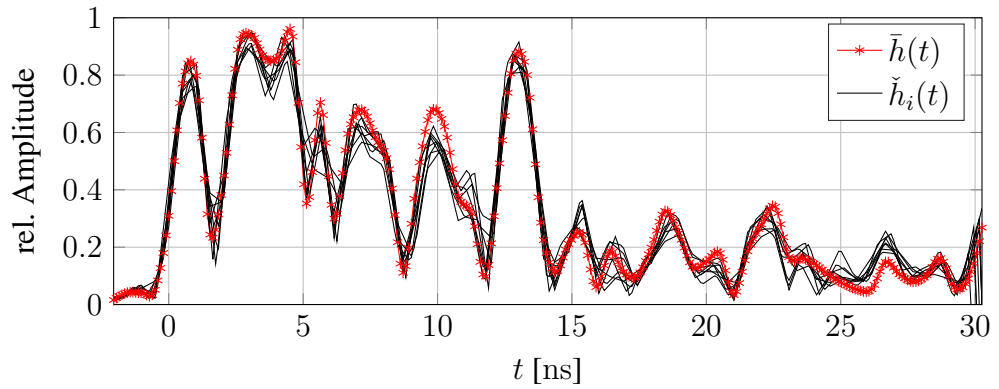
Eine der verbreitetsten Methoden für die Winkelschätzung ist das MUSIC-Verfahren [17]. Es ist eine verbesserte Weiterentwicklung der „Pisarenko Harmonic Decomposition“ und wurde zwischen 1977 und 1979 von R. Schmidt sowie Bienvenu und Kopp unabhängig voneinander entwickelt [54, 68]. Die Winkelinformation steht im direkten Zusammenhang mit der zu bestimmenden Richtungsinformation. Bei diesem Verfahren werden orthogonale Unterräume für den Rausch- und den Signalanteil aufgespannt. Anschließend wird mittels einer Eigenvektordekomposition der Winkel α des Steeringvektors ermittelt. Es gilt die Bedingung, dass die Anzahl der aufzulösenden Ziele um eins kleiner ist als die Anzahl der Elemente des Antennenarrays. Die Kovarianz $\underline{\mathbf{R}}$ ist gegeben durch:

$$\underline{\mathbf{R}} = \underline{\mathbf{u}}\underline{\mathbf{R}}_s\underline{\mathbf{u}}. \quad (2.14)$$

Der Rauschsubraumvektor $\underline{\mathbf{u}}$ kann aus dem Eigenvektor der Kovarianzmatrix berechnet werden.



(a) Antennenmesskammer



(b) Laborumgebung

Abbildung 2.25: Messungen der CIR in verschiedenen Umgebungen. Es ist der interpolierte Absolutanteil des CIR-Signals gezeigt. Der Verlauf wurde für die Veranschaulichung interpoliert und die Einzelmessungen wurden mittels Korrelation ausgerichtet.

$$\mathbf{a}(\gamma) = e^{j\frac{2\pi d_l}{\lambda} \sin(\gamma)}. \quad (2.15)$$

Hierbei ist $\lambda = c_0/f_c$ und \check{d}_l ist der Abstand der Empfangsantenne l zum Array-Mittelpunkt.

Wie in [54] hergeleitet, kann somit das MUSIC-Pseudospektrum, wie in Formel 2.16 gezeigt, berechnet werden.

$$S_{\text{MUSIC}}(\gamma) = \frac{1}{\sum |\mathbf{a}(\gamma)\mathbf{u}|}. \quad (2.16)$$

Das Spektrum kann für Werte zwischen $[0^\circ; \dots; 180^\circ]$ des Winkels γ eindeutig bestimmt werden [90].

Abschließend wird das Spektrum normalisiert.

$$\tilde{S}_{\text{MUSIC}}(\gamma) = 10 \log_{10} \frac{S_{\text{MUSIC}}(\gamma)}{\max(S_{\text{MUSIC}}(\gamma))}. \quad (2.17)$$

Nun kann in diesem Spektrum der maximale Signalwert abgelesen werden und somit der Empfangswinkel ermittelt werden.

Im Folgenden werden die Ergebnisse der Richtungsmessung mittels des MUSIC-Verfahrens, wie in Gleichung 2.17 vorgestellt, analysiert. Es wird geklärt, ob die in Abbildung 2.5 vorgestellten Funkmodule eine Richtungsmessung ermöglichen. In Abbildung 2.26 ist zu erkennen, dass das MUSIC-Spektrum Mehrdeutigkeiten enthält. Diese Messung wurde mit vier Empfangsmodulen und einem Antennenabstand von jeweils 6,25 cm durchgeführt. Für eine Messung bei einem wahren Winkel von 40° sind im Spektrum drei entsprechende Spitzen zu erkennen. Dies deckt sich mit der Voraussetzung, dass die UWB-Antennen maximal $\frac{\lambda}{2}$ voneinander entfernt sein sollten [42]. Die Geometrie der Antenne ließ dies jedoch nicht zu.

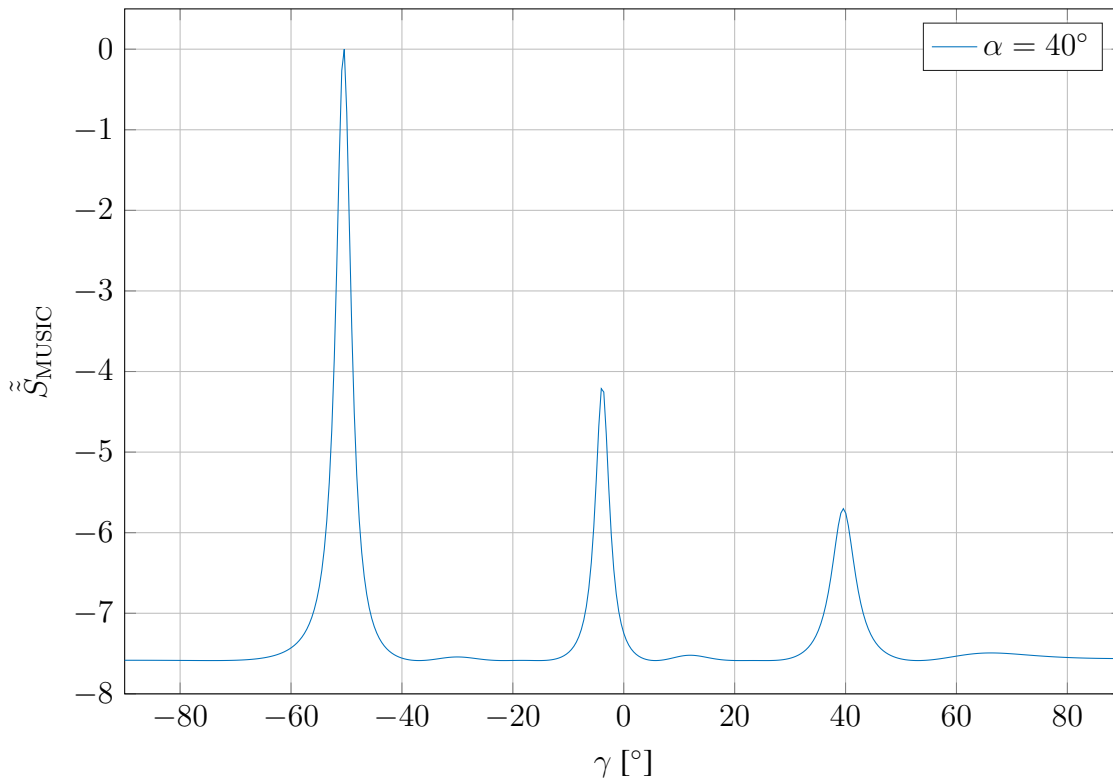


Abbildung 2.26: Pseudospektrum des MUSIC-Verfahrens zur Richtungsmessung.

Um systematische Abweichungen bei der Messung der Signalphase zu minimieren, wurde für ein UWB-Antennenarray ein Korrekturdatensatz gemessen. Dieser wurde genutzt um bei anschließenden Messvorgängen Abweichungen zu korrigieren.

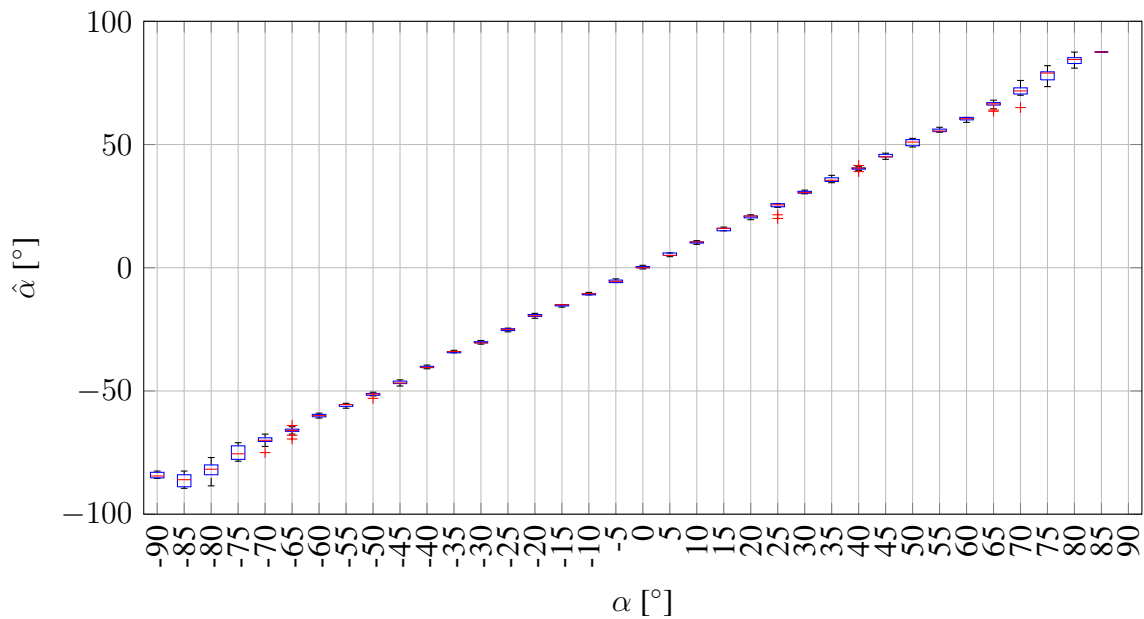


Abbildung 2.27: Messreihe mit dem kombinierten Richtungsmessung im Winkelbereich von $\alpha \in [-90^\circ, \dots, 90^\circ]$ mit einer Schrittweite von 5° .

2.3.5 Kombinierte Richtungsmessung

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Richtung eines empfangenen Signals ist die Kombination aus den zwei Varianten aus Abschnitt 2.3.4. Die dort vorgestellten Messergebnisse haben eine nicht ausreichende Messgenauigkeit gezeigt. Zum einen bietet die Richtungsmessung mittels Laufzeitdifferenz kein eindeutiges Ergebnis für eine Winkelauflösung im 1° Bereich. Zum anderen ermöglicht das MUSIC-Spektrum keine eindeutige Bestimmung des Empfangswinkels aufgrund der mehrdeutigen Ergebnisse. Als Lösung wird in diesem Abschnitt ein kombiniertes Verfahren aus beiden Ansätzen untersucht. Die unpräzise Zeitmessung wird genutzt, um das MUSIC-Spektrum einzuschränken und somit eine eindeutige Identifikation des maximalen Peaks zu ermöglichen.

In Abbildung 2.28 ist der Betrag des Winkelfehlers für die jeweiligen Messpunkte dargestellt. Diese Werte werden aus der Differenz zwischen dem wahren Winkel und dem gemessenen Winkel berechnet. Es ist zu sehen, dass dieser Fehler zwischen -40° und 30° im Mittel kleiner als 1° ist. Im erweiterten Bereich zwischen $\pm 65^\circ$ ist er kleiner als 2° . Bei größeren Winkeln steigt der Messfehler weiter an. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird der Bereich außerhalb $\pm 65^\circ$ nicht weiter betrachtet, da mit der gegebenen Antennenkonstellation der Messfehler zu groß ist.

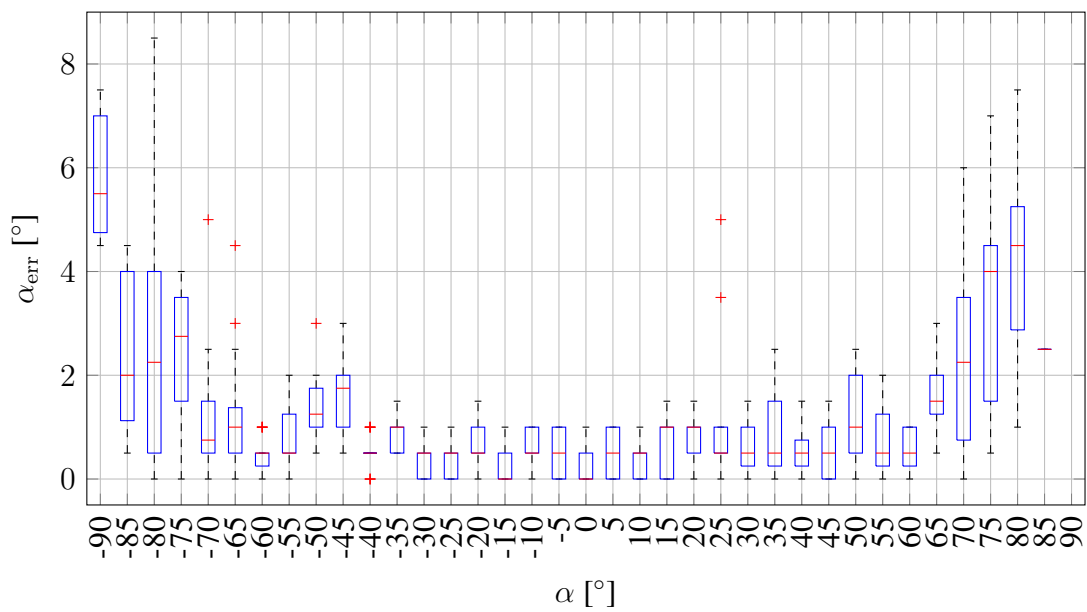


Abbildung 2.28: Statistische Auswertung des Winkelmessfehlers α_{err} bei der kombinierten Richtungsmessung in einem Bereich von $\alpha \in [-90^\circ, \dots, 90^\circ]$ mit einer Schrittweite von 5° .

3 Systemintegration und Positionsberechnung

Im vorherigen Kapitel wurden Messverfahren zur Bestimmung des Abstands, der Zeitdifferenz sowie der Richtung vorgestellt. Mit einem eigens entwickelten Funkmodul konnte anhand mehrerer Messungen gezeigt werden, dass das TWR- und TDoA-Verfahren in Kombination mit einer Mehrkanaleinheit eine gesteigerte Messgenauigkeit im Vergleich zu einer Einkanaleinheit ermöglichen. Weiterhin wurde die Richtungsmessung, die auf dem vorgestellten hybriden Ansatz basiert, umgesetzt. Nun soll überprüft werden, inwieweit diese Messgenauigkeit ebenfalls die Genauigkeit der Positionsberechnung verbessert. Bisher wurden Messungen mit einem simplen Versuchsaufbau durchgeführt. Für den Anwendungsfall der Ortung eines automatisierten Fahrzeugs wurde ein Prototyp einer Basisstation benötigt, der im Innen- und Außenbereich einsetzbar ist. Dieser Prototyp sollte auf dem Funkmodul aus Abschnitt 2.2 aufbauen. Ziel war es, die zweidimensionale Position von einem zu ortenden Transponder im Raum zu ermitteln. Dafür sind in Abbildung 3.1, zusätzlich zu den bisherigen Messverfahren die für diese Arbeit relevanten Positionsberechnungsverfahren gezeigt. Das Diagramm schildert die Reihenfolge, in der Informationen erfasst und weiterverarbeitet werden. Die Informationen werden von oben beginnend nach unten verarbeitet und die in dieser Arbeit verwendeten Positionsberechnungsverfahren sind grün umrandet.

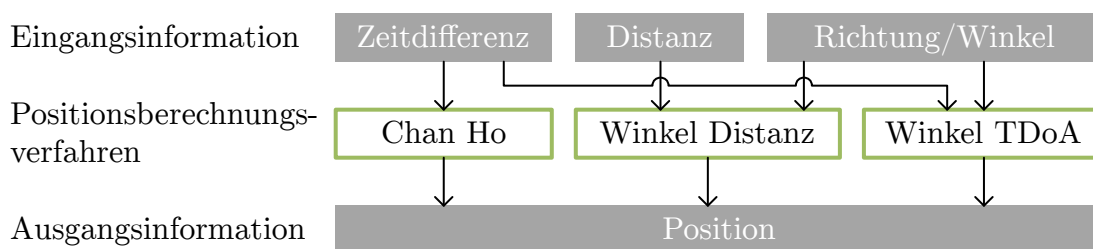


Abbildung 3.1: Übersicht der in dieser Arbeit verwendeten Verfahren zur Bestimmung der Position eines Funktransponders.

Zunächst werden im Abschnitt 3.1 das Konzept für den Prototypen, die benötigte Software und die Positionsberechnungsverfahren erläutert. Anschließend wird in Kapitel 3.2 der Prototyp einer Sende- und Empfangseinheit vorgestellt, die im weiteren Verlauf als Basisstation verwendet wurde. Außerdem wird in Kapitel 3.3 eine zentrale Verarbeitungseinheit betrachtet, die Informationen von mehreren Basisstationen auswerten und deren Verwaltung übernehmen kann. Im Abschnitt 3.4 werden die entsprechenden Formeln sowie Messungen der Positionsberechnungsverfahren für den Innenbereich behandelt. Das Resultat ist die Positionsinformation eines Transponders mit Bezug

auf ein lokales bzw. globales Koordinatenreferenzsystem. Die zwei vorgestellten Verfahren werden hinsichtlich der Anforderungen aus Abschnitt 1.1 untersucht.

3.1 Prototypkonzept

Inhalt und Ziel dieser Arbeit ist die Untersuchung, ob ein UWB-Mehrkanalsystem Vorteile hinsichtlich der Genauigkeit von Mess- und Positionsinformationen gegenüber den bereits kommerziell existierenden Systemen zeigt. Weit verbreitete Verfahren wie TWR und TDoA wurden in den Abschnitten 2.3.2 und 2.3.3 untersucht und es konnte eine Verbesserung nachgewiesen werden. Zusätzlich ließ sich mit einem Mehrkanalsystem, wie in Abschnitt 2.3.4 hergeleitet und in Abschnitt 2.3.5 erfolgreich getestet, eine kombinierte Richtungsmessung realisieren. Aufbauend auf diesen Messverfahren soll nun eine Positionsberechnung realisiert werden. Damit die untersuchten Verfahren im Labor und später auch mit einer größeren Installation entlang einer Straße getestet werden konnten, war ein entsprechendes Konzept für den Prototypen einer Sende- und Empfangseinheit erforderlich. Dieser Prototyp musste in kleiner Stückzahl gefertigt werden können, Wetterbedingungen im Außenbereich standhalten sowie den Betrieb und die Wartung ohne physikalischen Zugriff ermöglichen. Solch eine Einheit konnte dann sowohl als stationäre Basisstation als auch als mobiler Transponder eingesetzt werden. Anschließend musste diese Einheit in ein verteiltes System integriert werden, mit dem die Position bestimmt wurde. Im Vergleich zu der TDoA-Lokalisierung, bei der mehrere Basisstationen benötigt werden, wird bei der Lokalisierung mittels TWR- und DoA-Messung die Position bereits mit einer Basisstation berechnet.

Das Gesamtkonzept einer generischen Anordnung an Funkbasisstationen ist in Abbildung 3.2 dargestellt. Die UWB-Ortung des Transponders T_1 erfolgt mittels der Basisstationen A_1 , A_2 , A_3 . Sämtliche Komponenten sind an ein zentrales Netzwerk angebunden. Dieses wird für die Datenkommunikation zur zentralen Berechnungseinheit verwendet und berechnet nicht nur die Position, sondern verwaltet ebenfalls sämtliche Konfigurationen, erstellt Auswertungen und bietet Systemdiagnose an.

Die Umsetzung des Konzepts für diese Arbeit ist in Abbildung 3.3 gezeigt. Die Sende- und Empfangseinheit besteht aus vier separaten UWB-Funkmodulen, einer Steuerbaugruppe sowie einer Rechenbaugruppe. Die modularen Funkmodule ermöglichen die Erprobung von verschiedenen Antennenanordnungen. Mit Hilfe der Steuerbaugruppe werden die Module mit Spannung versorgt und via SPI betrieben. Diese Platine enthält die zentrale Logikeinheit. Zusätzlich zur Funkschnittstelle wertet diese weitere Sensordaten aus und kontrolliert die Datenleitung zur Rechenbaugruppe. Die Rechenbaugruppe bietet weitere Prozessierungskapazitäten und die Netzwerkanbindung zur zentralen Lokalisierungseinheit an.

Die Informationen, gesammelt von den jeweiligen Basisstationen, werden in der zentralen Positionsberechnungseinheit verarbeitet. Hierbei wird eine netzwerkbasierte Kommunikation für die Weiterleitung der Informationen genutzt. Vor der Positionsberechnung werden die dezentral gesammelten Informationen zentral sortiert und synchronisiert. Gleichzeitig kann die zentrale Einheit zur Visualisierung des Positionsergebnisses genutzt werden.

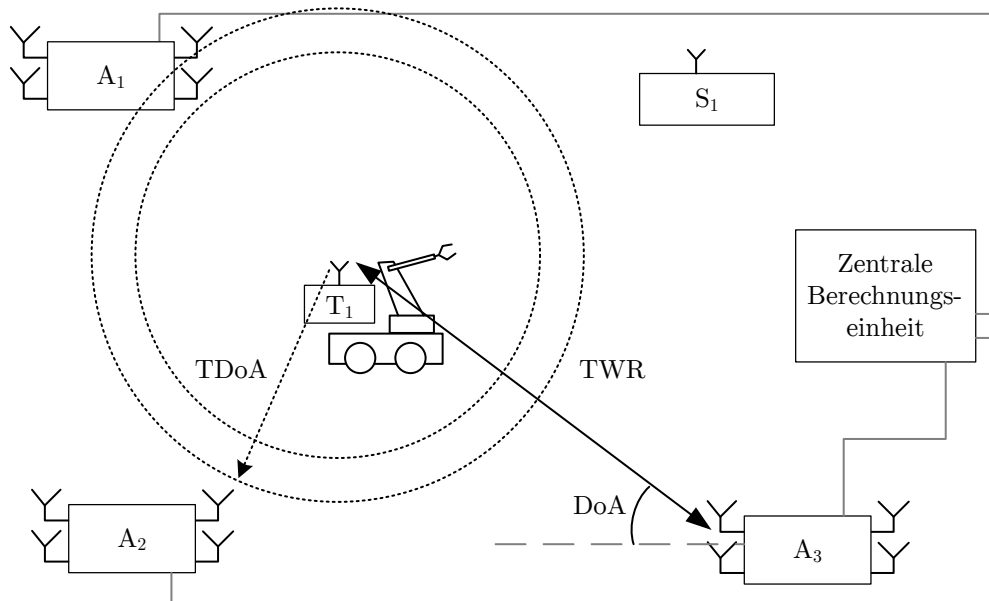


Abbildung 3.2: Systemarchitektur eines Ortungssystems für die Positionsbestimmung anhand TWR, TDoA und DoA.

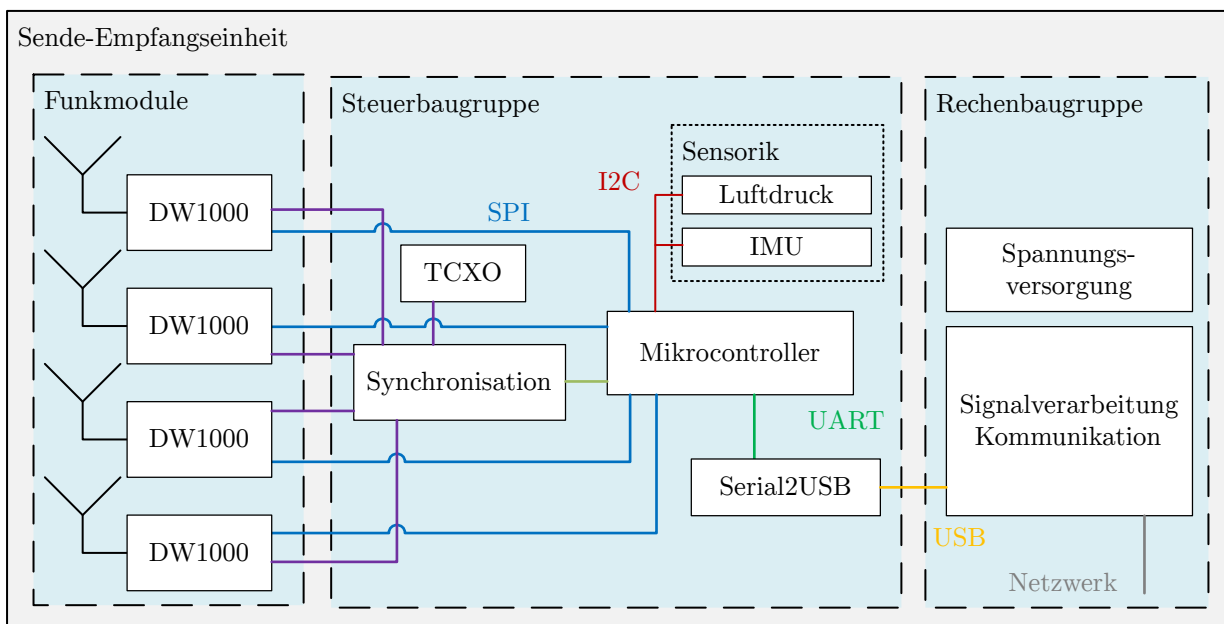


Abbildung 3.3: Das Konzept der UWB-Sende- und Empfangseinheit. Die Einheit kann dank der modularen Struktur als Basisstation oder als Transponder genutzt werden.

Um die jeweiligen Komponenten des Systems zu nutzen, werden mehrere Softwaremodule benötigt. Da sämtliche Teile des Systems eine Eigenentwicklung sind, müssen alle erforderlichen Funktionen abgebildet werden. In Abbildung 3.4 ist eine Aufteilung der Softwaremodule des Systems gezeigt. Diese Übersicht ist in die drei Bereiche Transponder, Basisstation und zentrale Einheit

kategorisiert. Zusätzlich können die einzelnen Softwaremodulblöcke in drei Kategorien unterteilt werden. In der ersten Kategorie ist die Ansteuerung von Bauteilen der Sende- und Empfangseinheit zusammengefasst. Hierfür wird eine eigens entwickelte Firmware eingesetzt. Sie baut nicht auf einem Betriebssystem auf, sondern nutzt den direkten Zugriff auf die Register aller Bauteile. Die Firmware wird in dem Transponder und der Basisstation eingesetzt. In der zweiten Kategorie werden die zusätzlichen Funktionen realisiert, die für den Betrieb einer Basisstation erforderlich sind. Hierzu gehören Kommunikationsfunktionen zwischen Firmware und zentraler Recheneinheit, aber auch eine Datenverarbeitung, wie beispielsweise die Gruppierung von Informationen oder die Berechnung der Empfangsrichtung. Diese Funktionen werden auf der Basisstation genutzt. In der dritten Kategorie befinden sich sämtliche Funktionen, die Informationen von mehreren Basisstationen benötigen und die Positionsberechnung durchführen. Die Softwaremodule dieser Kategorie kommen in der zentralen Verarbeitungseinheit zum Einsatz.

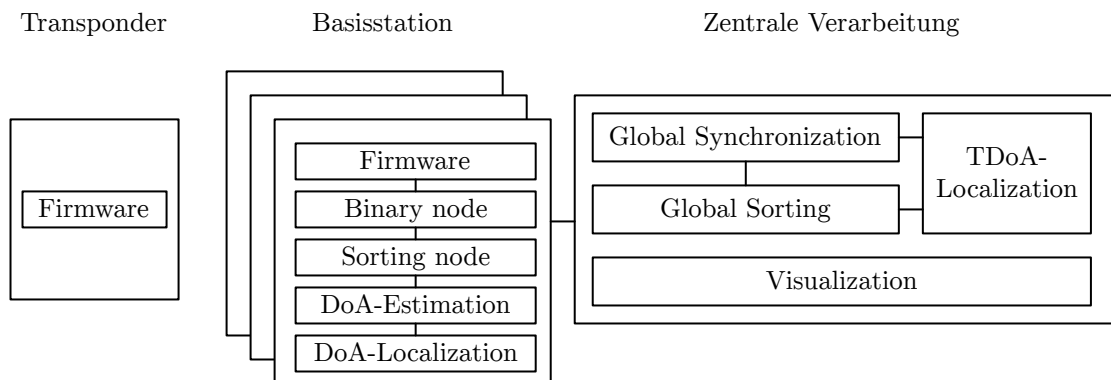


Abbildung 3.4: Übersicht der Softwaremodule, die für die Positionsberechnung erforderlich sind.

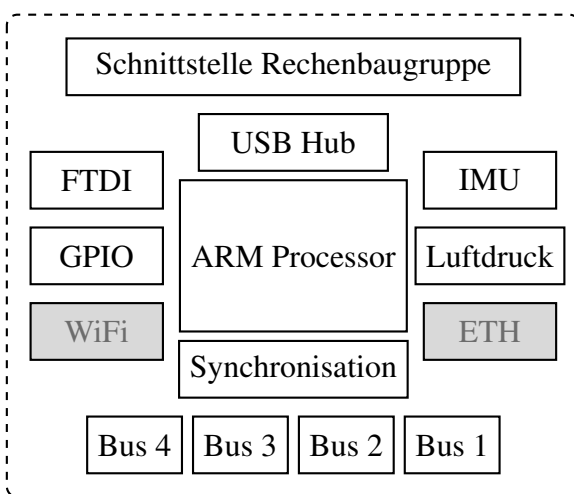
In den folgenden Kapiteln wird die Umsetzung des Gesamtsystems für die Positionsberechnung präsentiert. In Kapitel 3.2 wird der Aufbau der Sende-Empfangseinheit auf Hardware- und Softwareebene beschrieben. Die zentrale Recheneinheit wird im Abschnitt 3.3 erläutert. Anschließend werden in Abschnitt 3.4 die Positionsberechnungsverfahren hergeleitet und Messergebnisse des Gesamtsystems vorgestellt.

3.2 Sende-Empfangseinheit

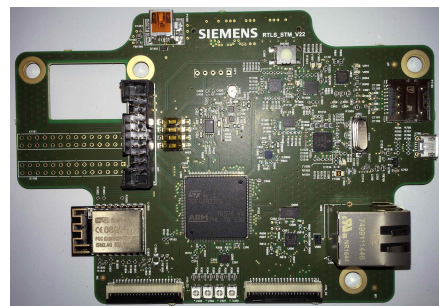
In diesem Kapitel werden die einzelnen Komponenten der Sende- und Empfangseinheit des Konzepts aus Abschnitt 3.1 vorgestellt und deren Umsetzung beschrieben. Die folgenden Abschnitte bauen aufeinander auf und geben einen Überblick über die Steuerbaugruppe und die Rechenbaugruppe. Es werden sowohl die Hardware als auch die Software und deren Interaktion erläutert. Des Weiteren wird das Gehäuse für die Nutzung im Außenbereich beschrieben.

3.2.1 Steuerbaugruppe

Die zentrale Steuerkomponente der Sende-Empfangseinheit ist ein STM32F429-Mikrocontroller der Firma STMicroelectronics. Der Prozessor basiert auf einer Cortex-ARM-Architektur und bietet eine maximale Taktrate von 180 MHz. Die Programmlogik koordiniert die Ansteuerung der vier Funkmodule, deren Synchronisation sowie die Kommunikation von Ereignissen und empfangenen Daten. In Abbildung 3.5 ist sowohl eine Komponentenübersicht als auch die finale bestückte Platine gezeigt. Zu beachten ist, dass bei der Inbetriebnahme der Baugruppe die Netzwerk- und die WLAN-Schnittstelle Fehler verursachten. So kam es zu einem zu großen Einschaltstrom und einer Störfrequenz durch den Netzwerkoszillator. Beide Komponenten wurden deaktiviert und nicht weiter betrachtet. Aus diesem Grund sind die Komponenten in Abbildung 3.5a ausgegraut.



(a) Komponentenübersicht



(b) Bestückte Steuerbaugruppe

Abbildung 3.5: Darstellung des Entwicklungskonzept und der finalen Steuerbaugruppe.

Die Ansteuerung der Funkmodule bzw. des Funkchips erfolgt mittels einer SPI-Verbindung. Diese physikalische Schnittstelle wird mittels der sogenannten engl. Hardware Abstraction Layer (HAL) abstrahiert und somit für die Nutzung auf Software-Ebenen bereitgestellt. Eine weitere Bibliothek übersetzt dabei Steuerbefehle mittels der Funkchip-Anwendungsprogrammierschnittstelle (engl. Application Programming Interface) (API) in Lese- und Schreibzugriffe auf die entsprechenden Register des DW1000. Aufbauend auf der API bietet eine eigens entwickelte Programmroutine eine weitere Softwareabstraktionsschicht zur vereinfachten Nutzung des Funkchips.

Ein Beispiel ist das Senden eines UWB-Pakets. Die Vorbereitung und die Funktion setzen sich aus einer Vielzahl von API-Aufrufen zusammen. Zuerst muss der Funkchip nach dem Einschalten initialisiert und die Funkkonfiguration angewendet werden. Danach wird der DW1000 in den Sendezustand gesetzt und die Daten des zu sendenden Pakets in den Pufferspeicher geladen. Dann wird das Paket sofort oder zu einem festgelegten Zeitpunkt versendet. In einem letzten Schritt wird der Sendezeitpunkt aus dem Register ausgelesen.

Die Hauptprogrammlogik der Steuerbaugruppe arbeitet zum einen Teil ereignisorientiert und zum anderen Teil zyklisch. Nach dem Einschalten der Versorgungsspannung werden alle mit dem Mikrocontroller verbundenen Komponenten initialisiert sowie die Konfigurationen für die Funkmodule geladen. Es gibt vier verschiedene Programmabläufe. In Ergänzung zu dem zyklischen Senden und dem kontinuierlichen Empfangen von UWB-Paketen stehen die Modi für den TWR-Initiator und die TWR-Gegenstelle zur Verfügung. Während bei dem Aussenden von Paketen eine konstante Verzögerung zwischen den Sendeereignissen definiert werden kann, ist das Empfangen ereignisorientiert implementiert. Sobald ein Funkmodul auf dem aktiven UWB-Kanal ein Paket dekodieren kann, wird der IRQ ausgelöst und der Mikrocontroller verarbeitet die Informationen wie zum Beispiel Empfangszeitpunkt und Nutzdaten. Ähnlich läuft das Programm für die TWR-Modi ab. Zusätzlich zum reinen Senden und Empfangen von Paketen folgt darauf eine weitere Aktion wie das Senden einer Antwort oder die Berechnung der Signallaufzeit. Sämtliche Programmblöcke sind in der Programmiersprache C implementiert. Dies ermöglicht die zeitkritische Ansteuerung von Peripheriebausteinen wie beispielsweise den DW1000. Das Auslesen der Sensorik ist optional und geschieht zyklisch.

Für die Kommunikation zwischen der Steuerbaugruppe und der Rechenbaugruppe wird eine Kombination aus einer engl. Universal Asynchronous Receiver Transmitter (UART)-Verbindung und einer engl. Universal Serial Bus (USB)-Verbindung genutzt. Der Mikrocontroller kommuniziert sämtliche Informationen über eine integrierte UART-Schnittstelle. Die Datensätze werden im Binärformat mit einer Geschwindigkeit von 1 MBd versendet. Der Konverter von der Firma Future Technology Devices International (FTDI) übersetzt das Schnittstellenprotokoll in ein serielles USB-Signal.

Die Konfigurationen für die Funkmodule und den Programmmodus werden direkt in den Speicher des Mikrocontrollers geschrieben. Möglich ist dies über eine direkte USB-Verbindung zwischen Steuerbaugruppe und der Rechenbaugruppe. Bei jedem Start wird dieser Speicherbereich ausgelesen und die entsprechenden Einstellungen gesetzt.

Implementierung der lokalen Synchronisation

Aufbauend auf die Synchronisationsplatine aus Kapitel 2.2.4 musste diese Schaltung anschließend auf der Steuerbaugruppe integriert werden. Die Steuerbaugruppe realisiert den zentralen Synchronisationsmechanismus der Sende- und Empfangseinheit. Dieser Mechanismus besteht aus mehreren „Clock Buffer“ zur Vervielfältigung von Taktsignalen sowie einer Logikschaltung zur Synchronisation des Trigger-Signals TRIG und des Taktsignals CLK. Das Taktsignal wird mit einem TCXO mit einer Taktfrequenz von 38,4 MHz generiert. Von dort werden vier synchrone Taktsignale an die Funkmodule geleitet. Weiterhin gibt es eine synchrone Pulsschaltung. Mit Hilfe eines externen Pulssignals kann ein zur steigenden Taktflanke synchroner Impuls generiert werden. Dieser kann zur externen Synchronisation der vier DW1000-Module genutzt werden. Der Schaltungsaufbau ist in Abbildung 3.6 gezeigt. Mit diesem Mechanismus ist es möglich die Uhren der Chips gleichzeitig zurückzusetzen und mit einer gemeinsamen Zeitbasis zu betreiben.

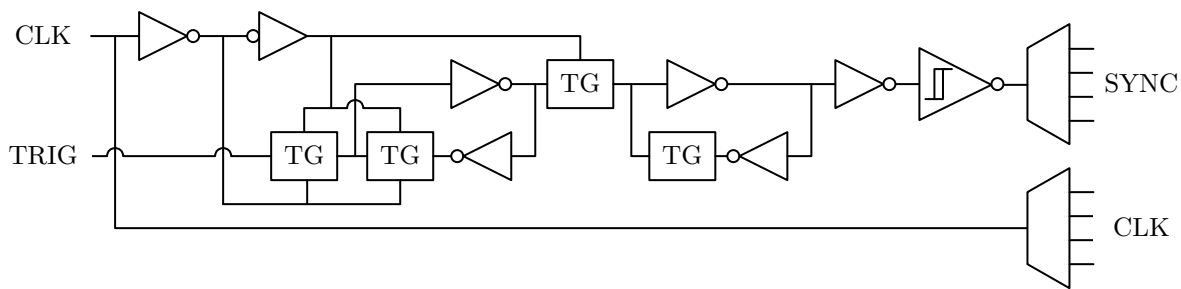


Abbildung 3.6: Blockschaltbild der Synchronisationsschaltung. Hierbei werden CMOS-engl. Transmission-Gates (TGs) verwendet.

Zeitdrift

Bei einer verteilten Zeitmessung ist zu gewährleisten, dass alle Systeme eine gleichlaufende Uhr zur Zeitmessung besitzen. Ein Quarz gibt dem Zeitzähler den Takt vor. Er hat eine konstante Frequenz und bildet somit die Basis für die Dauer eines Zeitschrittes. Weichen die Taktfrequenzen der jeweiligen Quarze nun geringfügig voneinander ab, entspricht eine Zeitspanne τ in der Basisstation A_1 und $\tau + \iota$ in der Basisstation A_2 . Hierbei ist ι der Fehler. Über einen längeren Zeitraum kann so die absolut gemessenen Zeitspannen von zwei Basisstationen zueinander abweichen.

Für den in dieser Arbeit vorgestellten Versuchsträger einer UWB-Sende- und Empfangseinheit wurde ein verbesserter Quarz verwendet. Dieser hat über die Laufzeit eine deutlich höhere Taktstabilität. Als Referenz konnte der Standardquarz genommen werden, den der Hersteller empfiehlt. Die zwei Komponenten sind in Tabelle 3.1 gelistet.

Tabelle 3.1: Quarzoszillatoren für den DW1000 mit einer Taktfrequenz 38,4 MHz. Angaben sind gültig bei einer Temperatur von 25 °C.

Quarz	Nominal Frequenz	Frequenzstab	Langzeit Stabilität	Phasenrausch	Typ
ABM10-165	38,4 MHz	± 20 ppm	± 1 ppm	-	Standard
ASTXR-12 514054	38,4 MHz	$\pm 0,5$ ppm	± 1 ppm	2 dB Hz ⁻¹	Verbessert

Die Taktstabilität, auch als Drifteffekt bezeichnet, wirkt sich ebenfalls auf die verzögerte Weiterleitung einer Nachricht aus, wie es zum Beispiel bei TWR oder der in Kapitel 5.2 vorgestellten Winkelortung. Theoretisch sollte ein UWB-Transponder eine Nachricht empfangen und mit einer Verzögerung von τ weiterleiten. Wenn jedoch, bedingt durch den Quarzdrift, diese Verzögerung einer dritten Einheit $\tau + \chi$ entspricht, ist dieser Fehler nicht differenzierbar von der Messung der Signallaufzeit in der Luft.

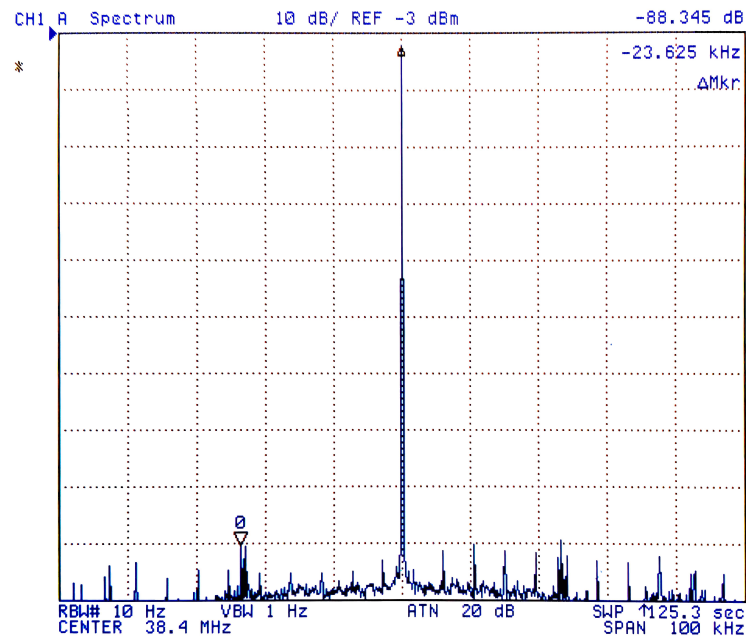


Abbildung 3.7: Messung des Rauschverhaltens des TCXO am Ausgang der Steuerbaugruppe.

3.2.2 Datenaufbereitung

Die Informationen über empfangene UWB-Signale und die damit verbundenen Empfangsinformationen werden am Anfang der Verarbeitungskette dezentral und ereignisgesteuert im System publiziert. Um aus den einzelnen Informationen wiederum einen vollständigen Datensatz zu erzeugen, werden alle Nachrichten gesammelt. Sobald ein vollständiger Datensatz in der Ansammlung vorliegt, wird dieser ausgeschnitten und weitergegeben. Diese Methode ermöglicht es, sämtliche Informationen, die von einem Transpondermodul ausgesendet werden, wieder zu bündeln.

Hierbei gibt es zwei Prozessschritte, an denen die einzelnen Empfangsinformationen zusammengeführt werden. Der erste Schritt geschieht lokal auf jeder Basisstation. Dort werden die eintreffenden Empfangsmodulnachrichten nach Transponder ID, Transponder Modul und Transponder Sequenz sortiert und Datensätze mit gleicher Empfangsmodul ID in einem Paket gebündelt. Das hieraus entstehende Resultat vereint sämtliche Informationen, die eine einzelne Basisstation über ein empfangenes UWB-Signal sammelt. Im zweiten Schritt werden die jeweiligen Basisstationsinformationen auf globaler Ebene gesammelt. Die Sortierung erfolgt, äquivalent zu der Sortierung auf der jeweiligen Basisstation, nach Transponder ID, Transponder Modul und Transponder Sequenz. Diese Informationen sind in einem UWB-Datenpaket enthalten und ermöglichen die Zuordnung. Das Ergebnis ist ein Paket mit sämtlichen auf Systemebene verfügbaren Basisstationsinformationen, bezogen auf ein individuelles Transpondersignal.

3.2.3 Rechenbaugruppe

Die Rechenbaugruppe ist eine integrierte Komponente, die sich für den Einsatz der Datenverarbeitung im industriellen Umfeld eignet. Ursprünglich für einen engl. Radio Detection and Ranging (RADAR)-Sensorprototypen entwickelt, wurde sie im Rahmen dieser Arbeit für den Prototypen der Sende- und Empfangseinheit verwendet. Sie bietet drei Hauptfunktionen an. Zum einen hat sie ein integriertes Netzteil, das mit einer Eingangsspannung von 230 V betrieben werden kann. Zum anderen sind netzwerkfähige Kommunikationsschnittstellen eingebaut. Primär kann eine kabelgebundene Netzwerkverbindung genutzt werden. Zusätzlich ist ein Mobilfunkmodem eingebaut. Die dritte Funktion ist ein eingebautes Einplatinensystem (engl. System on a Module, SoM). Das Modul nutzt einen Intel-Atom-Prozessor mit einer x86-Architektur. Das SoM ermöglicht die Nutzung eines Ubuntu-Betriebssystems und bietet ausreichende Rechenleistung für weitere Daten- und Signalverarbeitung. Die eingebaute UART-Schnittstelle ermöglicht einen direkten Zugriff auf die Konsole des SoMs für Entwicklungszwecke. Der schematische Aufbau der Baugruppe ist in Abbildung 3.8 dargestellt.

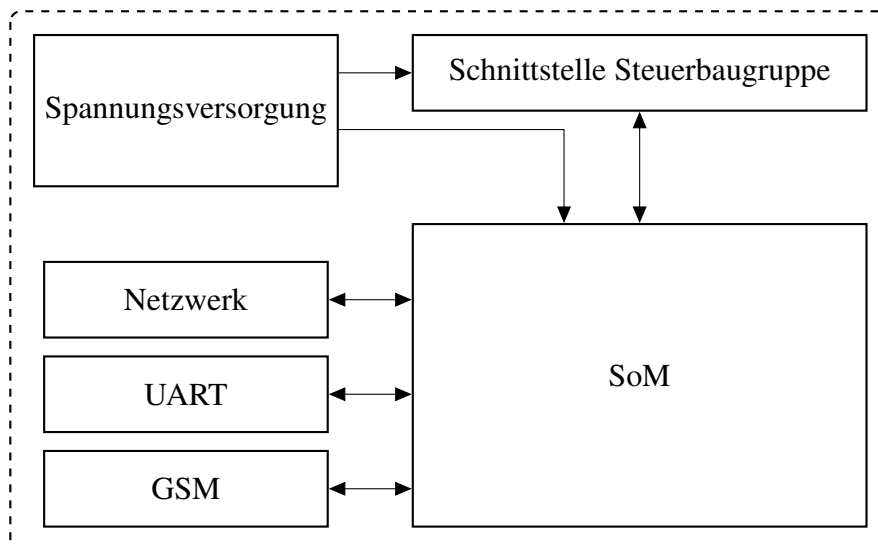


Abbildung 3.8: Blockschaltbild der Rechenbaugruppe.

3.2.4 Anwendungsumgebung

Die in Kapitel 3.1 vorgestellte Architektur beinhaltet neben den dezentralen Basisstationen eine zentrale Verarbeitungseinheit. Es wird eine sternförmige Kommunikationsstruktur benutzt, um sämtliche Daten der Stationen zu sammeln und zu verarbeiten. Um die Datenverarbeitung systemweit zu synchronisieren und eine robuste Verarbeitungskette herzustellen, ist eine entsprechende Anwendungsumgebung notwendig.

Auf allen Rechensystemen, die Teil der Verarbeitungskette sind und eine x86-Architektur besitzen, ist eine Linux-Distribution eingesetzt. Es handelt sich um eine minimale Variante von Ubuntu

in der Version 16.04 LTS der Firma Canonical. Aufbauend auf dieser Basis ist das engl. Robot Operating System (ROS) installiert. Es ermöglicht die blockbasierte Verarbeitung von Daten auf einer Vielzahl von Geräten. Gleichzeitig bietet es eine hohe Abstraktion der Kommunikation, der Überwachung und der schrittweisen Verarbeitung von Informationen verteilt über das gesamte System. Eine einheitliche Zeitbasis wird auf allen Computern in dem System mittels engl. Network Time Protocol (NTP) erreicht. Die Datensätze, wie zum Beispiel empfangene UWB-Signale, werden von Verarbeitungsblöcken ausgelesen und innerhalb des ROS auf einem Nachrichtenkanal publiziert. Diese Verarbeitungsblöcke werden als *nodes* bezeichnet und die Nachrichtenkanäle als *topics*. Jeder beliebige *node* kann den Inhalt eines *topics* abonnieren. Dabei werden neue Nachrichten ereignisorientiert verarbeitet und das Ergebnis anschließend auf einem weiteren *topic* publiziert. Sämtliche Verarbeitungsblöcke werden beim Start des Systems initialisiert und laufen kontinuierlich während des Systembetriebs.

Das ROS bietet ebenfalls die Möglichkeit, Datenströme und Informationen flexibel aufzuzeichnen. Hierbei kann dank der Kommunikation zwischen *nodes* mittels engl. Transmission Control Protocol / Internet Protocol (TCP/IP) der Inhalt sämtlicher *topics* zentral gespeichert werden. Die systemweite Synchronisation mittels NTP ermöglicht zusätzlich, dass die finale Aufzeichnung alle Informationen für ein späteres erneutes Abspielen enthält.

3.2.5 Gehäuse

Die Sende- und Empfangseinheit ist für den Betrieb im Innen- und Außenbereich konzipiert. Hierfür wird ein Gehäuse benötigt, das die Komponenten vor Wasser und Witterung schützt. Die Platinen sind auf einer Montageplatte befestigt, die wiederum im Gehäuse verschraubt ist. Durchführungen für Versorgungsspannung- und Netzkabel sind an der unteren Seite platziert. Zusätzlich ist ein Druckausgleichselement verbaut.

In der Standardvariante sind die vier UWB-Module in den Ecken des Gehäuses platziert. Diese Anordnung bietet den maximalen räumlichen Abstand zwischen den Antennen. Des Weiteren verhindert die Orientierung der Funkmodule einen Einfluss durch metallische Gegenstände bzw. Wände, die bei einer Wandmontage die Antennencharakteristik beeinflussen würden. Außerdem sind die Störeinflüsse durch Reflexion, die die Zeitstempelerfassung beeinflussen können, gemindert [14]. Die Untersuchungen in Kapitel 2.3.4 und 2.3.5 haben gezeigt, dass ein Antennenarray für ein optimales Ergebnis benötigt wird. Hierfür gibt es eine Adapterplatte, die die Module für die Winkelschätzung in einer gleichmäßigen linearen Anordnung (engl. Uniform Linear Array, ULA) befestigt. Schematisch sind die zwei verschiedenen Anordnungen in Abbildung 3.10 dargestellt. Der Abstand zwischen den Funkmodulen bzw. Antennen in Abbildung 3.10a beträgt $d_1 = 12,56 \text{ cm}$ und $d_1 = 18,475 \text{ cm}$. Das Antennenarray in Abbildung 3.10b hat einen äquidistanten Abstand von $d_{\text{ULA}} = 6,25 \text{ cm}$.

Beide Varianten werden in dieser Arbeit untersucht und es wird gezeigt, inwieweit diese Basisstation für TDoA- als auch DoA-Messungen und anschließender Positionierung geeignet ist.

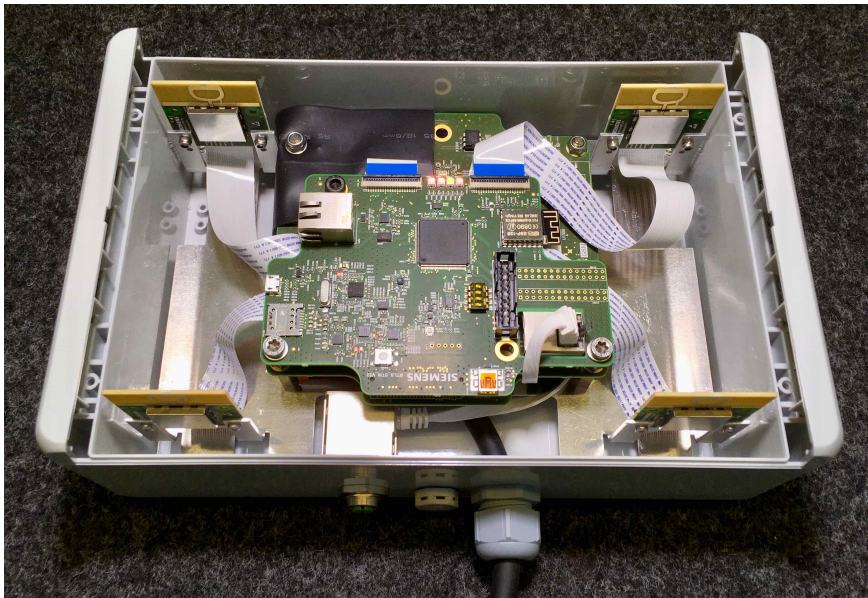
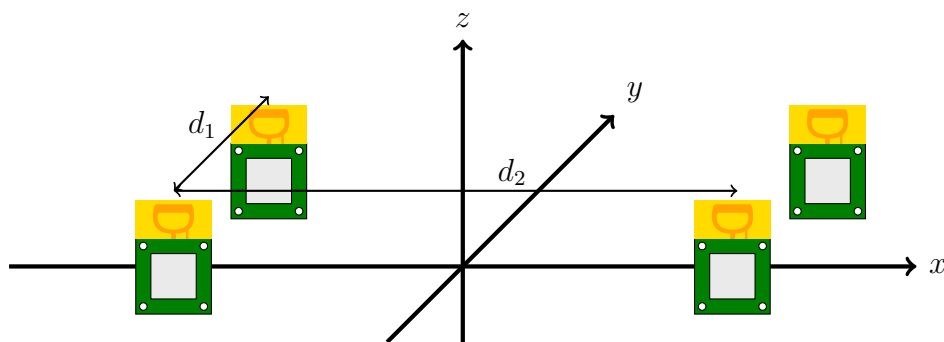
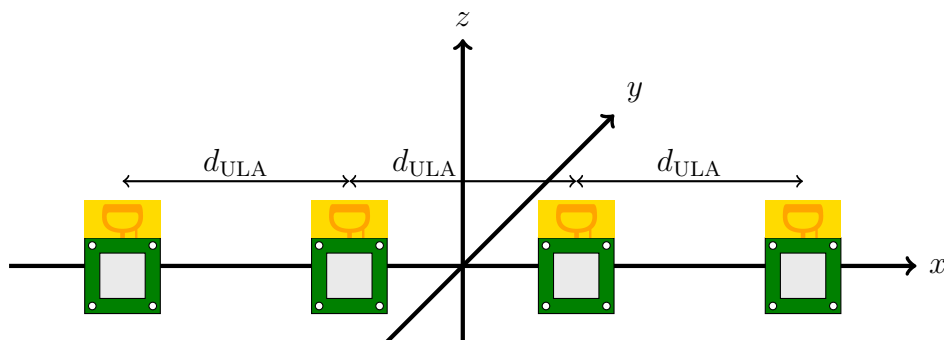


Abbildung 3.9: Die Sende- und Empfangseinheit ohne Gehäusedeckel.



(a) Vier Antennen im zweidimensionalen Raum



(b) UWB-ULA Anordnung

Abbildung 3.10: Die zwei Varianten der Antennenanordnung.

3.3 Zentrale Berechnungseinheit

Zusätzlich zu der Sende-Empfangseinheit, die sowohl als Basisstation als auch als Transponder genutzt werden kann, wird eine zentrale Berechnungseinheit benötigt, die aus den gesammelten Messungen eine Position berechnet. Um die Daten zentral prozessieren zu können, wird zusätzlich ein Kommunikationsnetzwerk benötigt, das die Informationen von den jeweiligen Stationen sammelt. Wenn die Daten zentral vorliegen, dann müssen diese sortiert, synchronisiert und verarbeitet werden. Ein Datensatz, dessen Ursprung auf einer von einem Transponder ausgesendeten Nachricht basiert, wird mit den Algorithmen, die im späteren Verlauf in Kapitel 3.4 vorgestellt werden, zur Positionsberechnung genutzt.

In dem Kapitel 3.3.1 sind die Verarbeitungsschritte für die Positionierung der zentralen Einheit erläutert. Anschließend wird im Abschnitt 3.3.2 der Aufbau des Kommunikationsnetzwerks gezeigt. Abschließend wird die Visualisierung der Systemzustände, Messdaten und Ortungsergebnisse in Abschnitt 3.3.3 gezeigt.

3.3.1 Positionierungsmodul

Ein sortierter und synchronisierter Datensatz kann für die Positionsbestimmung genutzt werden. Die Position wird für das Messverfahren mittels TDoA-Information zentral ermittelt. Sämtliche Einzelinformationen werden von den jeweiligen Basisstationen an die zentrale Recheneinheit kommuniziert. Die Position wird immer ereignisorientiert berechnet. Sobald ein neuer geeigneter Datensatz bereitsteht, wird die Positionsinformation zentral berechnet. Weiterhin gibt es eine maximale Zeitdauer, in der auf die Informationen aller Basisstationen gewartet wird. Somit wird garantiert, dass fehlende Informationen von einer Basisstation nicht die Positionsberechnung blockieren.

Bei den Verfahren mittels Richtungs- und Distanzinformation sowie Richtungs- und Laufzeitdifferenzinformation wird die Position in der jeweiligen Basisstation bestimmt. Zunächst werden lokal die Empfangsrichtung berechnet und in einer entsprechenden Datenstruktur an das Positionierungsmodul weitergereicht. Für die Berechnung wird die integrierte Kommunikation- und Rechenbaugruppe genutzt. Die flexible Kommunikationsstruktur ermöglicht ein einfaches Abrufen dieser Information an allen Stellen des Netzwerkes.

3.3.2 Kommunikationsnetzwerke

Alle stationären Komponenten sind an ein Netzwerk angeschlossen. Dieses wird für eine systemweite TCP/IP-Kommunikation genutzt. Das ROS nutzt diese Schnittstelle und bietet eine weitere Abstraktion an. Hierdurch gibt es keinen Unterschied bei dem Datenaustausch zwischen *nodes* auf entfernten oder lokal arbeitenden Verarbeitungsböcken. Ein weiterer Vorteil ist die drahtlose Anbindung von Basisstationen und sogar des Transponders. Hierbei werden diese Einheiten mittels einer WLAN-Schnittstelle direkt in das Netzwerk integriert und sämtliche von dem Gerät

publizierten Daten werden von allen anderen Teilnehmern bzw. *nodes* im Netzwerk genutzt. In Abbildung 3.11 ist der Kommunikationsaufbau gezeigt.

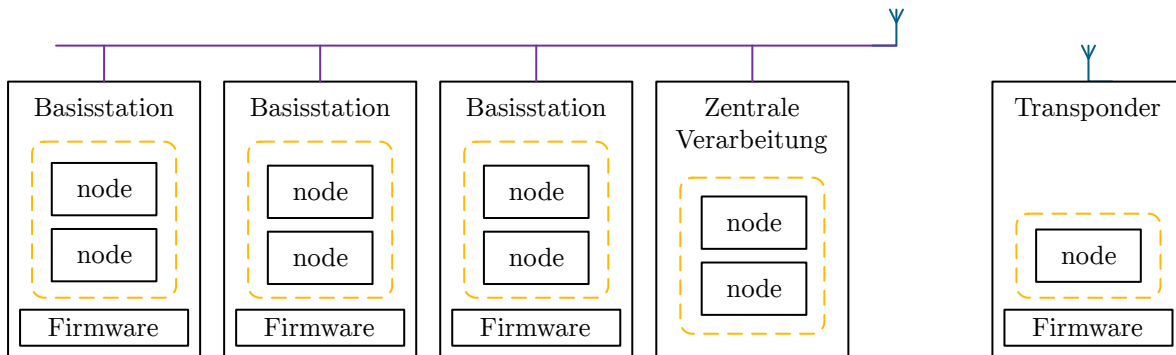


Abbildung 3.11: Systemübersicht der Komponenten, Softwareblöcke und Kommunikationswege. Die Netzwerkcommunication ist lila gekennzeichnet. Softwareteile, die in einer ROS-Umgebung laufen, sind mit einer gelb gestrichelten Linie umrandet.

Eine weitere Funktion des ROS ist die flexible Definition der kommunizierten Nachrichten. So besteht die Möglichkeit, Nachrichtenstrukturen individuell festzulegen. Dies ermöglicht, anwendungsspezifische Daten in einem Nachrichtencontainer zu transportieren.

3.3.3 Visualisierung

Die Visualisierung ist unabhängig von den bisherigen Komponenten realisiert. Für die Visualisierung der Positionsinformation wird die Software RViz verwendet, die ein Bestandteil des ROS ist, genutzt. Mit Hilfe dieser Software können zwei- sowie dreidimensionale Positionsinformationen angezeigt werden. Die Software kann zum einen die momentane Position sowie die aktuelle Positionsabweichung und einen Verlauf der letzten n Positionen anzeigen. Für die Darstellung einer wahren Position wird die Information eines Referenzmesssystems benötigt. Zusätzlich werden anhand der im System hinterlegten Raum-, Basisstations- und Referenzsystemkonfiguration weitere Marker zur Repräsentation dieser Objekte erstellt. Die Wände werden zum Beispiel als gelbe Rechtecke angezeigt. In Abbildung 3.12 ist diese Visualisierung abgebildet. Die türkisfarbenen Boxen repräsentieren die jeweiligen Basisstationen und die grüne Linie stellt eine Verfahrsschiene dar.

3.4 Positionsberechnung

Aufbauend auf der in Kapitel 2.3 beschriebenen Verfahren werden in diesem Abschnitt die im Innenbereich verwendeten Algorithmen zur Positionsberechnung vorgestellt. Der Fokus liegt auf zwei konkreten Ansätzen zur Berechnung der zweidimensionalen Position. Zum einen wird die

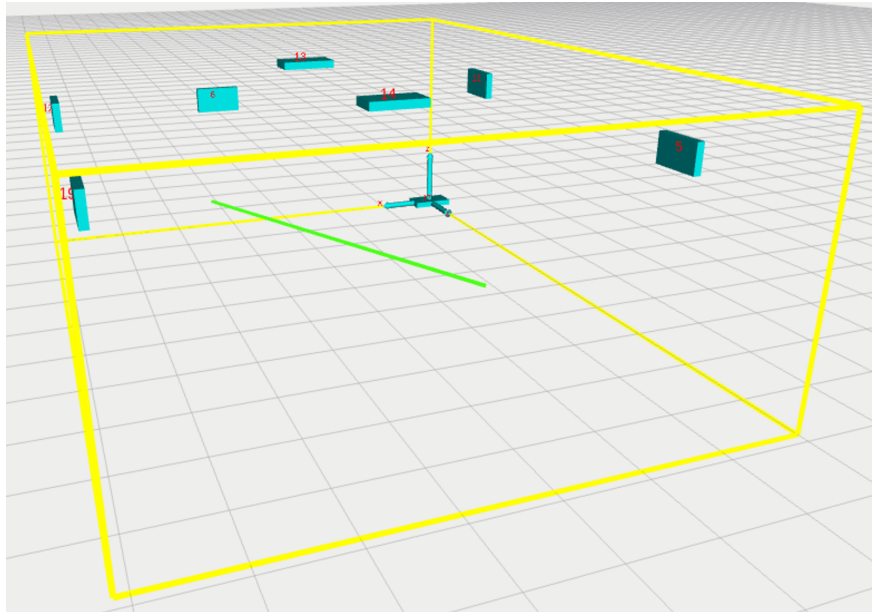


Abbildung 3.12: Dreidimensional Visualisierung der Laborumgebung. Die grauen Quadrate haben eine Seitenlänge von 1 m. Die Basisstationen sind nummeriert und mit türkisfarbenen Quadern dargestellt. Die Verfahrsschiene ist mit einer grünen Linie visualisiert.

Lokalisierung mittels Chan-Ho-Verfahren untersucht, welches auf TDoA aufbaut, und zum anderen wird das Winkel-Distanz-Verfahren vorgestellt. Die Messreihen für die Evaluierung fanden in einer Laborumgebung statt. Beide Verfahren werden anhand der in Kapitel 1.1 vorgestellten Anforderungen an das System analysiert.

3.4.1 Messaufbau

Für die Erprobung im Innenbereich, die in diesem Kapitel vorgestellt wird, wurde die bereits in Abschnitt 2.3.1 gezeigt Laborumgebung genutzt. Dieser Raum eignet sich ideal für die Systemuntersuchungen hinsichtlich der vorgestellten Anforderungen. Die Raumgeometrie fließt dabei in die Ermittlung der Abdeckung des Systems ein. Als nächstes wird die Transponderdichte anhand der Kanalparameter und der verwendeten Messverfahren ermittelt. Bei der Verfügbarkeit werden die verwendeten Berechnungseinheiten berücksichtigt. Die zwei Anforderungen Auflösung und Genauigkeit werden jeweils mit Hilfe von Messreihen für die drei Positionierungsverfahren ermittelt.

Der Messaufbau ist in Abbildung 3.13 dargestellt. In den Ecken des Raums sind vier Basisstationen installiert. Diese können zum Beispiel für eine Positionierung mittels TDoA genutzt werden. Zusätzlich befindet sich mittig an einer Wand bei der Position $\mathbf{p} = [0,25 \text{ m}; 3,5 \text{ m}]$ eine Basisstation für die Richtungsmessung. Die jeweiligen Transponder können statisch oder dynamisch im Raum verteilt aufgebaut werden.

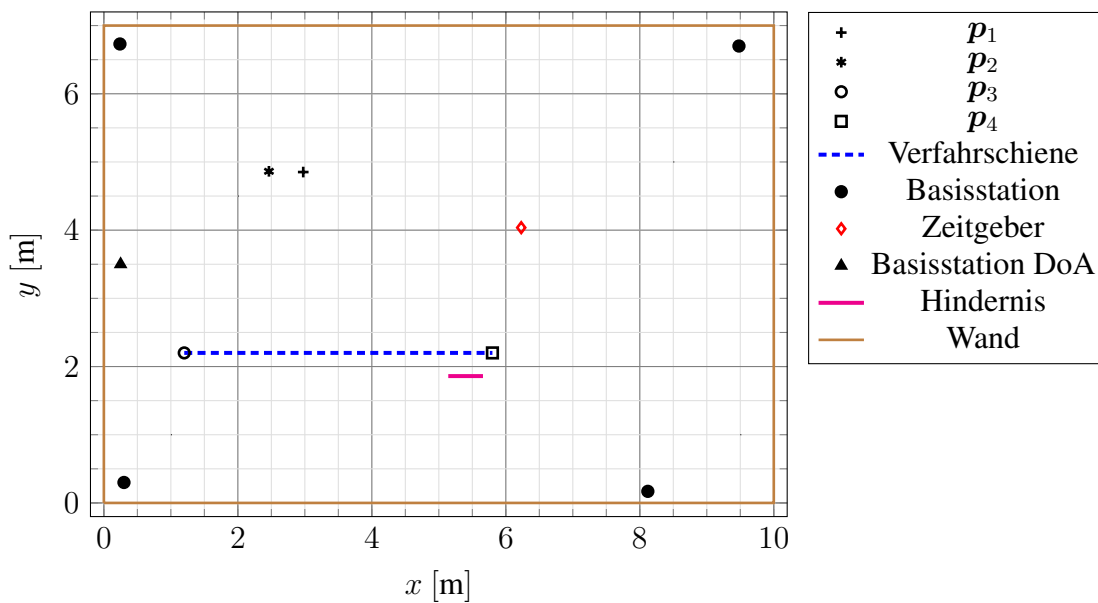


Abbildung 3.13: Schematische Übersicht des Messaufbaus in der Laborumgebung.

Außerdem wird in dieser Umgebung ein Hilfsmittel verwendet. Die lineare Verfahrsschiene ermöglicht es, Transponder entlang einer eindimensionalen Achse zu bewegen. Die Schiene hat eine Länge von 4,5 m. An ihr ist ein Schlitten befestigt, der mit Hilfe eines Zahnriemens und eines Schrittmotors bewegt werden kann. Der Motor wird von einem Steuergerät bedient, welches außerdem mit einem Computer verbunden ist und mittels eines weiteren Softwaremodul in der Entwicklungsumgebung ROS angesteuert und ausgelesen wird.

Die Messungen in diesem Kapitel werden mit der in Tabelle 3.2 gezeigten Kanalkonfiguration durchgeführt.

Tabelle 3.2: Übersicht der Kanalparameter und der resultierenden Nachrichtenlänge der UWB-Nachrichten für den Innenbereich.

n_C	n_P	n_{SFD}	R	n_{PHR}	n_{Data}	T_{UWB}
508	128	8	6,8 Mbit s ⁻¹	19	12 / 16	155,31 μ s / 160,02 μ s

3.4.2 Fehlerberechnung

Befindet sich ein Transponder an einer konstanten Position, kann die Genauigkeitsauswertung mittels mittlerer quadratischer Abweichung (engl. Root Mean Square Error, RMSE) ρ durchgeführt werden. Dieser Faktor beschreibt die Abweichung zwischen der tatsächlichen Position mit $\mathbf{p} = [x; y]$ und der gemessenen Position $\hat{\mathbf{p}} = [\hat{x}; \hat{y}]$ im n -dimensionalen Raum bei $n = 2$. Die Berechnung kann mit Hilfe der Formel 3.1 erfolgen.

$$\rho = \sqrt{(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2} \quad (3.1)$$

Im Vergleich zu dem statischen Fall ergibt sich im dynamischen Zustand die Schwierigkeit, Positionsmessungen einer Referenz zuzuordnen. An dieser Stelle wird die Mahalanobis-Distanzberechnung eingesetzt werden [12]. Wie diese berechnet wird, ist in Formel 4.19 gezeigt. Sie berücksichtigt indirekt die Bewegung eines Objektes, indem zur Distanzberechnung die Varianz genutzt wird. Diese Formel wird in Kapitel 4.3.1 in Zusammenhang mit der adaptiven Filterung erläutert.

3.4.3 Kanalkapazität

Die maximale Anzahl der Transponder im Empfangsbereich einer Basisstation ist limitiert durch die beanspruchte Kanalnutzung der jeweiligen Transponder sowie die Verarbeitungszeit der Basisstation für das Auslesen aller Funkmodule.

Weiterhin beeinflusst die Nachrichtendauer die maximale Transponderanzahl bei gegebener Kanalkapazität. Je geringer diese gewählt wird, desto mehr Nachrichten können über die Luftschnittstelle kommuniziert werden. Dem gegenüber gelten die Zusammenhänge, dass längere Präambelzeiten sowie niedrige Datenraten die Reichweite auf Systemebene als auch die Signaldauer erhöhen.

Die UWB-Signaldauer T_{UWB} ist die zeitliche Länge eines UWB-Signals, die es auf der Luftschnittstelle benötigt. Die Berechnung von T_{UWB} ist in Formel 3.2 gezeigt und setzt sich aus der Präambeldauer T_{Preamble} , SFD-Dauer T_{SFD} , PHR-Dauer T_{PHR} und der Paketlänge T_{frame} zusammen.

$$\begin{aligned} T_{\text{UWB}} &= T_{\text{Preamble}} + T_{\text{SFD}} + T_{\text{PHR}} + T_{\text{frame}} \\ &= \frac{n_{\text{C}}}{f_{\text{UWB}}} (n_{\text{P}} + n_{\text{SFD}}) + R (n_{\text{PHR}} + n_{\text{Data}}) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Dabei hängt die UWB-Signaldauer von der Chip Count n_{C} , der UWB Frequenz, der Datenrate R sowie der mit n gekennzeichnet Symbol- und Bitanzahl ab.

In dieser Arbeit wird das Aloha-Verfahrens [1] verwendet. Hierbei ist eine Nutzung bzw. Auslastung der Luftschnittstelle von 18 % für eine fehlerfreie Kommunikation empfohlen. Wenn sich Signale teilweise oder vollständig überschneiden, können diese nicht mehr dekodiert werden. Es kommt zu einer Signalkollision. Wenn die Auslastungsgrenze eingehalten wird, lassen sich diese Effekte vermeiden.

3.4.4 TDoA-Lokalisierung

Die Methode der Berechnung der Empfangszeitpunktdifferenz bzw. TDoA wurde bereits in Kapitel 2.3.3 erläutert. Auf der Basis dieser Differenzmesswerte ist es möglich, Hyperbeln für ein Referenzpunktpaar zu zeichnen. Wenn drei oder mehr Referenzpunkte das Signal eines Transponders empfangen, kann anschließend der Schnittpunkt von mindestens zwei Hyperbeln berechnet werden. Neben der Mindestanzahl an Messwerten muss weiterhin gelten, dass die Referenzpunkte nicht kollinear für eine zweidimensionale, bzw. komplanar für eine dreidimensionale Positionsbeziehung liegen.

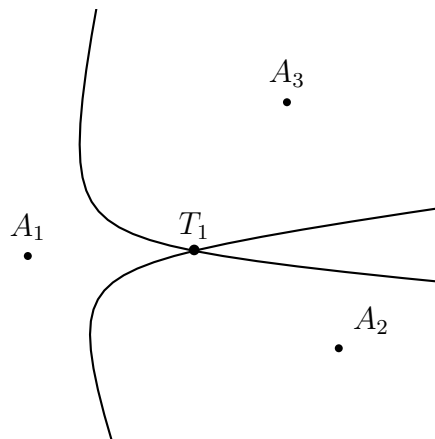


Abbildung 3.14: Visualisierung einer TDoA-Messung mittels Hyperbel. Der Schnittpunkt der zwei Hyperbeln entspricht der Transponderposition.

In der Realität entsprechen die gemessenen TDoA-Werte nie den tatsächlichen geometrischen Zusammenhängen und die daraus resultierenden Hyperbeln schneiden sich nicht an der exakten Transponderposition.

In [8] ist ein zweistufiges Maximum-Likelihood-Verfahren zur Lösung des Hyperbelschnittpunktproblems gezeigt, dass auch als Chan-Ho-Algorithmus bekannt ist. Zunächst ist die Distanz R_n zwischen einem Transponder T und der n ten Basisstation A_n gegeben durch:

$$R_n^2 = (A_{n,x} - T_x)^2 + (A_{n,y} - T_y)^2. \quad (3.3)$$

Die hier gezeigte Variante des Algorithmus kann zur Bestimmung einer zweidimensionalen Position genutzt werden und benötigt dafür genau $N = 3$ Stationen.

$$\begin{bmatrix} T_x \\ T_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{2,1,x} & A_{2,1,y} \\ A_{3,1,x} & A_{3,1,y} \end{bmatrix}^{-1} \times \left(\begin{bmatrix} R_{2,1} \\ R_{3,1} \end{bmatrix} R_1 + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} R_{2,1}^2 - K_2 + K_1 \\ R_{3,1}^2 - K_3 + K_1 \end{bmatrix} \right) \quad (3.4)$$

Für die Positionsdifferenz gilt $A_{n,1,x} = A_{n,x} - A_{1,x}$, wobei die 1ste Basisstation immer die nächstgelegene ist. Der Term $R_{n,1}$ ist die Distanzdifferenz zwischen der nächstgelegenen Basisstation

und dem Transponder sowie der n -ten Station und dem Transponder. Diese Größe entspricht dem jeweiligen TDoA-Messwert in einem TDoA-Lokalisierungssystem. Des Weiteren wird der Faktor K_n für jede der n Basisstationen wie folgt berechnet:

$$K_n = A_{n,x}^2 + A_{n,y}^2. \quad (3.5)$$

Zur Bestimmung von R_1 kann T in Gleichung 3.4 durch Gleichung 3.3 substituiert werden. Durch Umformen erhält man eine quadratische Gleichung für den gesuchten Term R_1 . Hierbei können die konstanten Terme mit a, b, c substituiert werden und man erhält:

$$aR_1^2 + bR_1 + c = 0. \quad (3.6)$$

Im folgenden Schritt wird die Gleichung nach R_1 aufgelöst und erhält:

$$R_1 = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}. \quad (3.7)$$

Eine gültige Lösung der Gleichung 3.7 hat als Voraussetzung einen positiven Term in der Wurzel. Außerdem gibt es zwei mathematisch mögliche Lösungen aufgrund des \pm Operanden. Jedoch sind nur positive Werte für R_1 zulässig, da die Distanz in einem realen System nicht negativ sein kann.

Systemuntersuchung

In diesem Abschnitt wird das TDoA-Mehrkanal-Positionierungssystem hinsichtlich der Anforderungen untersucht. Hier werden theoretische Betrachtungen sowie Messergebnisse vorgestellt, um die Systemgrenzen zu definieren. Mit Hilfe dieser Erkenntnisse werden die fünf Anforderungen aus Kapitel 1.1 überprüft.

Die Verfügbarkeit des TDoA-Systems setzt sich aus der Zeit zusammen, die zwischen dem Aussenden einer TDoA-Nachricht und der berechneten Positionsinformation vergeht. In Abbildung 3.15 ist eine zeitliche Übersicht der relevanten Verarbeitungsschritte gezeigt. Eine Untersuchung ergab, dass bei 10 mit einer Messfrequenz von 10 Hz ausgesendete Nachrichten von dem Transponder auch eine Positionsinformation mit 10 Hz erreicht wurde. Somit ist die Verfügbarkeit gegeben und das System operiert in Echtzeit.

Bei dem TDoA-Verfahren wird für jede Positionsberechnung eine UWB-Nachricht vom Transponder ausgesendet. Diese Nachricht hat eine Datenlänge von $n_{\text{Data}} = 12$. Mit Hilfe der Formel 3.2 lässt sich die Nachrichtendauer berechnen. Sie beträgt $T_{\text{UWB}} = 155,31 \mu\text{s}$. Unter Berücksichtigung des Aloha-Verfahrens ergibt sich somit eine maximale Anzahl von 1158 Nachrichten pro Sekunde. Zusammen mit der verwendeten Transpondersenderate von 10 Hz, ergibt sich eine Teilnehmerzahl von 115 und die Anforderung ist erfüllt.

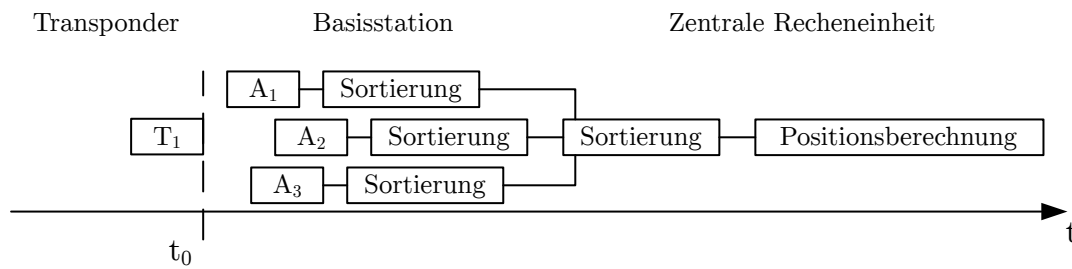


Abbildung 3.15: Übersicht der Verarbeitungsschritte bei der TDoA-Lokalisierung zwischen der initialen Nachricht und der Positionsinformation.

Zur Berechnung der Position auf Basis von TDoA-Messwerten wurde der Chan-Ho Algorithmus verwendet. In Abbildung 3.16 wird dieser Algorithmus als Funktionsblock dargestellt. Auf der linken Seite sind die Eingangssignale abgebildet. Im unteren Bereich befinden sich die Konfigurationsinformationen \underline{C} , die während der Systemlaufzeit konstant sind. Dazu zählen die Positionsinformationen aller Basisstationen, die bei der Positionsberechnung mittels Chan-Ho verwendet werden. Auf der rechten Seite ist das Ausgangssignal, die berechnete Position \hat{p} , abgebildet.

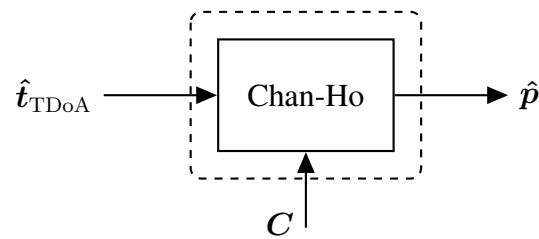


Abbildung 3.16: Schematische Darstellung der Eingangs- und Ausgangsinformationen bei der TDoA-Positionsberechnung.

Wird eine Transponderposition mit dem TDoA-Verfahren berechnet, sollte sich der Transponder in der von den drei Basisstationen eingeschlossenen Fläche befinden. In Abbildung 3.17 ist der Ortsfehler, die Abweichung zwischen berechneter und tatsächlicher Position, in einem Bereich von -5 m bis 15 m entlang der x -Achse bzw. -5 m bis 13 m entlang der y -Achse ermittelt. Drei Basisstationen, die mit einem schwarzen Punkt markiert sind, wurden für die TDoA basierte Positionsermittlung genutzt. Die Geometrie der Messumgebung im Labor ist mit einer grau gestrichelten Linie dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die von den Basisstationen eingeschlossene Fläche fehlerfrei ist. In den Bereichen hinter einer Basisstation bildet sich ein kegelförmiger Fehlerverlauf. Positionsfehler mit ≥ 5 m sind gelb gekennzeichnet. Es ist zu erkennen, dass die Genauigkeit auf der von dem Dreieck, welches die drei Basisstationen bilden, abgewandten Seite abnimmt. Der Fehler $\bar{\rho}$ steigt dort deutlich an. Diese Analyse zeigt, dass mindestens drei Basisstationen benötigt werden, um ein Systemabdecken in der Laborumgebung zu gewährleisten.

Gleichzeitig ist in Abbildung 3.18 erneut eine simulierte Systemuntersuchung gezeigt. Hierbei ist ein Rauschanteil auf die TDoA- bzw. DDoA-Information \hat{t}_{TDoA} addiert. Das Rauschen ist ein

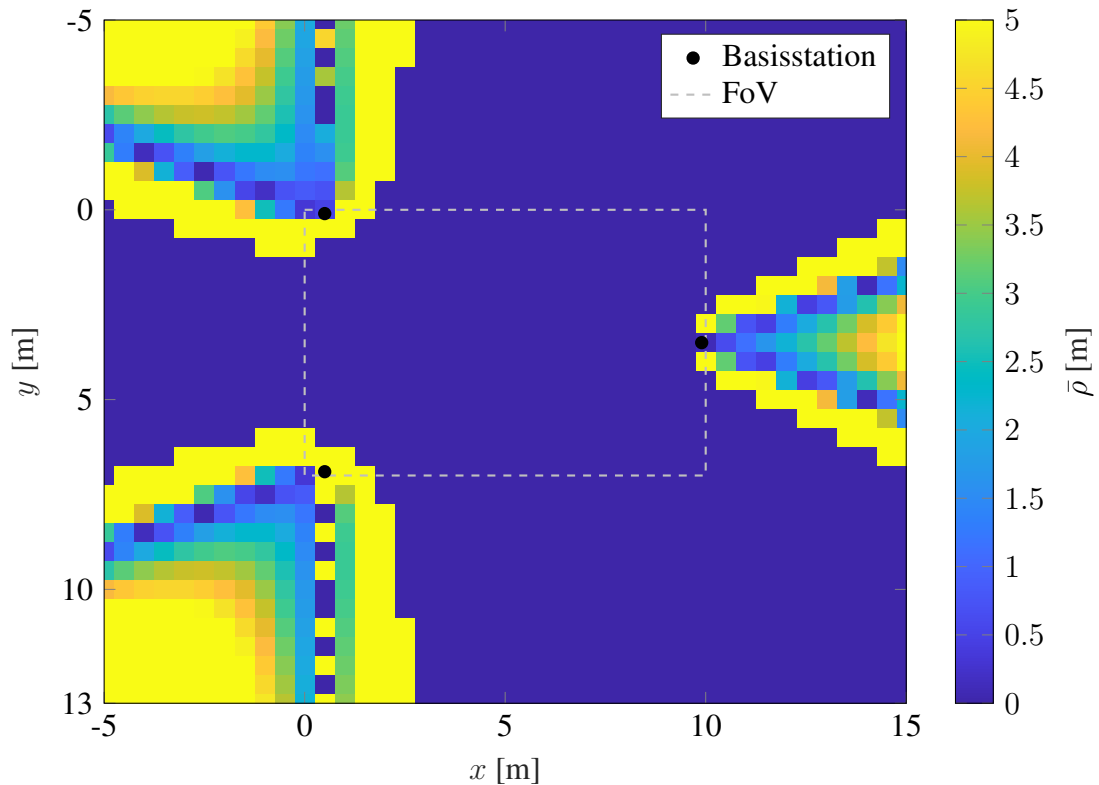


Abbildung 3.17: Theoretischer Ortsfehler der Positionsberechnung mittels Chan-Ho-Verfahren ohne Störeinflüsse. Die Auflösung beträgt 0,5 m. Die Fehlerskala ist auf Maximalwerte von 5 m begrenzt.

mittelwertfreies, normalverteiltes Messrauschen mit $\sigma_{\text{DDoA}} = 0,1$ m. Es wird der mittlere Positionfehler im Raum dargestellt. Dieser Fehler wird dabei wie folgt berechnet:

$$\bar{\rho} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \rho_i. \quad (3.8)$$

Es ist zu beobachten, dass der Fehler in der Mitte des Raums am kleinsten ist. In den jeweiligen Ecken steigt dieser zunehmend an. Zusammenfassend ist jedoch zu erkennen, dass der Fehler in der von den drei Basisstationen eingeschlossenen Fläche weitgehend konstant ist. Somit ist gezeigt, dass mindestens drei Basisstationen für die Abdeckung der Laborumgebung mittels TDoA-Verfahren benötigt werden. Für die folgenden Messungen wurden, wie in Abbildung 3.13 gezeigt, vier Basisstationen eingesetzt. Es wurden immer die drei nächstgelegenen verwendet.

Um die Auflösung des Systems zu ermitteln, wurden statische Messungen im Labor durchgeführt. In Abbildung 3.19 sind Messungen mit einer Ein- sowie Mehrkanalempfangsstation gezeigt, um die Ortungsauflösung im Labor zu ermitteln. Auf der linken Seite wurde ein Messfehler von $\bar{\rho}_1 = 0,224$ m bzw. $\bar{\rho}_2 = 0,195$ m mit der Einkanallösung und auf der rechten Seite wurde ein Messfehler

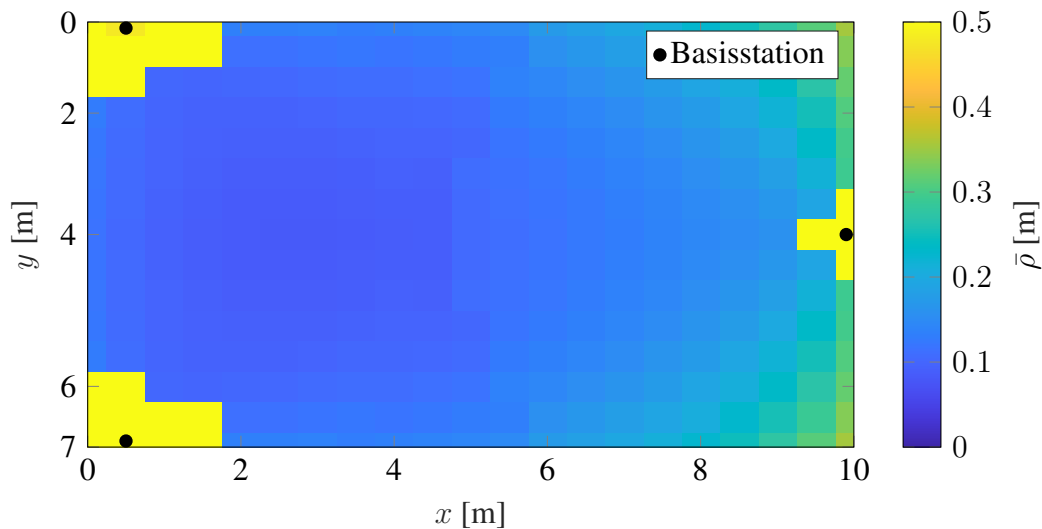
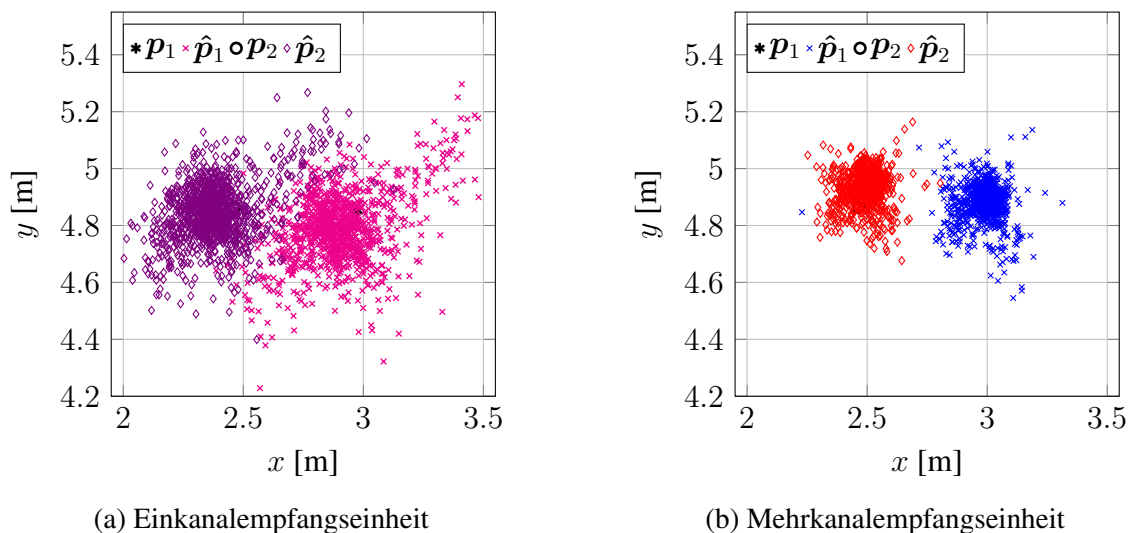


Abbildung 3.18: Mittlerer Orts- bzw. Positionsfehler im Raum auf Basis von 200 simulierten Messungen pro Datenpunkt. Die Position wurde mittels Chan-Ho berechnet und mit einer Auflösung von 0,5 m durchgeführt. Die Fehlerskala ist auf Maximalwerte von 1 m begrenzt. Das Messrauschen ist mit einer Normalverteilung von $\sigma_{\text{DDoA}} = 0,1$ m modelliert.

von $\bar{\rho}_1 = 0,105$ m bzw. $\bar{\rho}_2 = 0,112$ m mit der Mehrkanallösung erfasst. Somit konnte gezeigt werden, dass die Ortungsauflösung mit dem vorgestellten Mehrkanalsystem halbiert wird. Die zwei Positionsmessungen in Abbildung 3.19b weisen eine 3σ -Varianz von 11,7 cm auf. Somit wird sowohl eine eindeutige Positionstrennung als auch eine Systemauflösung von 22,4 dm erreicht.



(a) Einkanalempfangeinheit

(b) Mehrkanalempfangeinheit

Abbildung 3.19: Messungen der Ortsauflösung im Labor mit einer Ein- sowie Mehrkanalempfangsstation.

Vor allem im Innenbereich gibt es eine Situation, bei der Fehler während einer Laufzeitmessung vorkommen. Bei dieser Sichtverbindungsunterbrechung (engl. Non Line-of-Sight, NLOS) wird der direkte Weg zwischen Transponder und einer Basisstation durch ein Hindernis blockiert. Speziell bei Lokalisierungsverfahren, die auf Zeitmessung basieren, führt dies zu einer fehlerhaften Erfassung der Laufzeit und verursacht somit Abweichungen bei der Positionsberechnung [69].

Um die Einflüsse von Mehrwege-Reflexion sowie NLOS auf die Ortungsgenauigkeit zu untersuchen, wurden in der bereits vorgestellten Laborumgebung künstliche Szenarien generiert, in denen diese Effekte gezielt erzeugt wurden. Als Referenz wurde, wie in Abbildung 3.20 gezeigt, die gleiche Strecke ohne die Effekte und anschließend, wie in Abbildung 3.21 abgebildet, die Strecke mit den zwei Effekten gemessen. Hier lässt sich erkennen, dass der mit einer roten Linie markierte wahre Streckenverlauf mit der Lokalisierung des Transponders übereinstimmt.

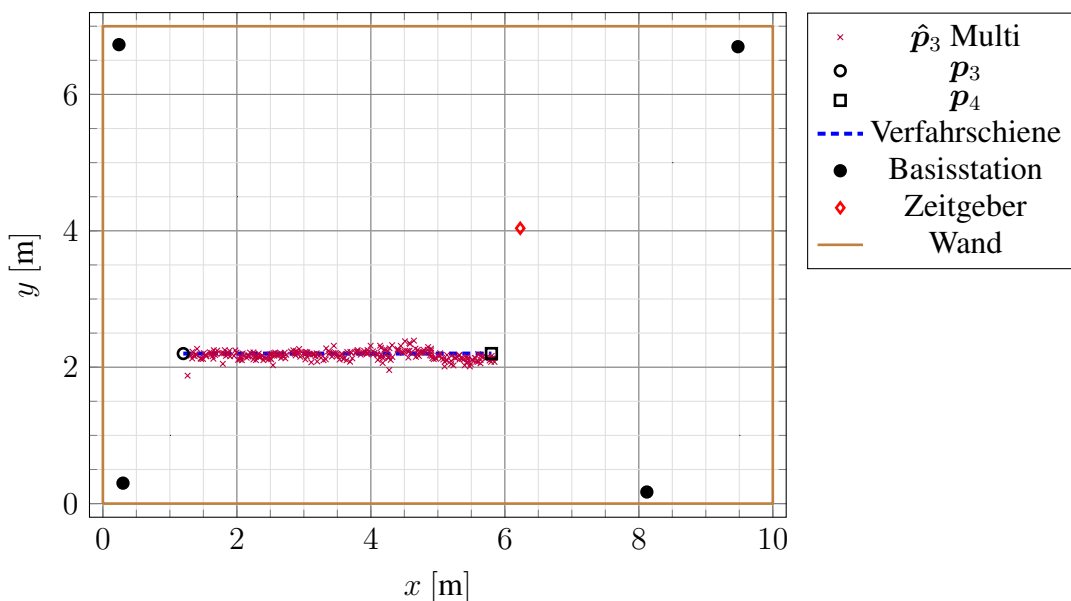


Abbildung 3.20: Positionsmessung eines dynamischen Transponders mittels Chan-Ho-Verfahren im Labor.

In Abbildung 3.13 ist der Messaufbau und die Position der beiden optionalen Metallwände dargestellt, um die zwei genannten Effekte zu erzeugen. Die eine Wand bei der Position $\mathbf{p} = [8,5 \text{ m}; 0,5 \text{ m}]$ verursachte speziell im hinteren Abschnitt des Streckenverlaufes starke Mehrwegeausbreitung bei der Basisstation B_3 an der Position $\mathbf{p} = [8,1 \text{ m}; 0,15 \text{ m}]$. Das entsprechende Ergebnis ist in Abbildung 3.21a gezeigt. Hierbei wird deutlich, dass das Mehrkanalsystem weniger von diesem Effekt beeinflusst wird als das Einkanalsystem.

Zusätzlich sind in Abbildung 3.21b die Messergebnisse mit einer NLOS-Situation gezeigt. Hier ist ein Hindernis bei der Position $\mathbf{p} = [5,3 \text{ m}; 1,85 \text{ m}]$ aufgestellt. Diese blockierte die Sichtverbindung zwischen dem Transponder und der Basisstation B_3 im hinteren Streckenabschnitt. Auch bei dieser Messung wird deutlich, dass das Mehrkanalsystem einen geringeren Messfehler hat.

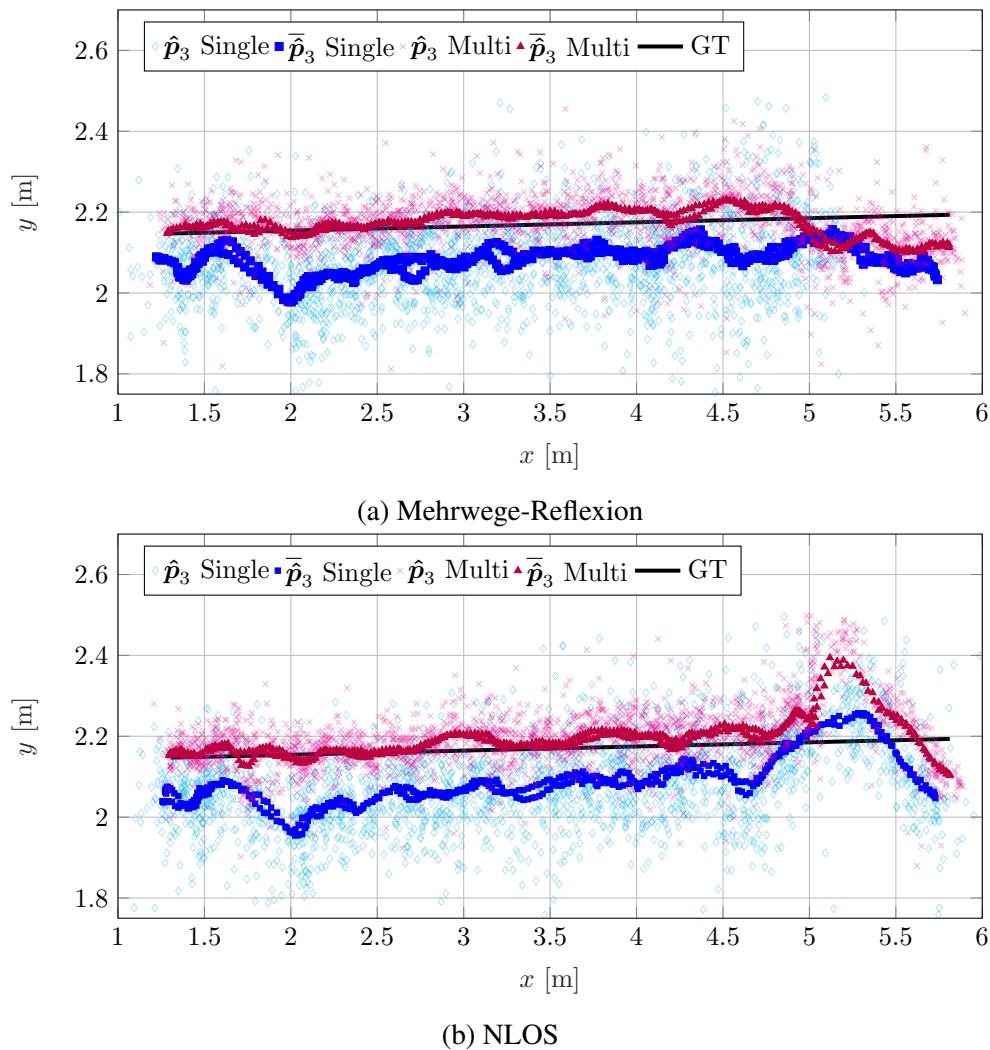


Abbildung 3.21: Dynamische Messungen der Position im Labor mit Beeinträchtigung durch Mehrwegeausbreitung sowie NLOS. Es ist das Ergebnis mit einem sowie mit vier Empfangsmodulen pro Basisstation gezeigt.

In diesem Abschnitt konnte gezeigt werden, dass das Mehrkanalsystem bei der Lokalisierung mittels TDoA eine höhere Ortungsgenauigkeit als ein Einkanalsystem hat. Weiterhin wurden erfolgreich die Anforderungen Verfügbarkeit und Abdeckung validiert. Die Auflösung des Systems liegt im Dezimeterbereich. Die beobachtete Systemgenauigkeit ergibt eine Varianz im Zentimeterbereich.

3.4.5 Winkel-Distanz-Positionierung

Im Folgenden wird eine Alternative zur Positionsberechnung mittels TDoA-Verfahren vorgestellt. Das UWB-Mehrkanalsystem ermöglicht eine Richtungsmessung, mit Hilfe derer die Position ei-

nes Transponders berechnet wird. Es gibt das Verfahren der Triangulation, bei dem drei oder mehr Winkelinformationen von unterschiedlichen Basisstationen genutzt werden, um eine Position zu ermitteln [78]. Der Funkchip eignet sich jedoch ideal für eine präzise Abstandsmessung. Diese Information ist zusammen mit der Richtung ausreichend für eine Lokalisierung. Hierbei ergibt sich ein weiterer entscheidender Vorteil. Es wird bei diesem Verfahren nur eine Basisstation benötigt. Diese Tatsache kann, wenn die restlichen Anforderungen ebenfalls erfüllt sind, zu einer Aufwandsreduktion bei der Installation des Systems führen. Es gilt, je weniger Basisstationen, desto weniger Installationsaufwand sowie geringere Kosten. Zunächst wird das Verfahren zur Berechnung der Position erläutert.

Die Position eines Transponders T_v kann mittels der Abstandsinformation $d_{k,v}$ und Winkelinformation $\theta_{k,v}$ ermittelt werden. Der Abstand wird dabei mit dem SS-TWR-Verfahren und der Winkel $\theta_{k,v}$ mit dem kombinierten Richtungsmessverfahren aus Abschnitt 2.3.5 gemessen. Mit Hilfe der Sinus und Kosinus Zusammenhänge in einem rechtwinkligen Dreieck kann die gesuchte Position berechnet werden. Eine Übersicht der geometrischen Zusammenhänge ist in Abbildung 3.22 gezeigt.

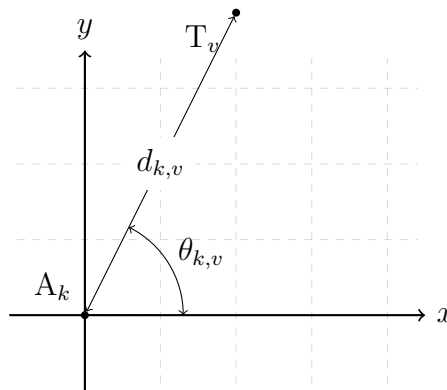


Abbildung 3.22: Zweidimensionale Positionsbestimmung mittels Abstand $d_{k,v}$ und Winkel $\theta_{k,v}$.

In einem gegebenen zweidimensionalen Koordinatensystem gilt folgender Zusammenhang:

$$\mathbf{p}_v = T_v = A_k + \begin{bmatrix} d_{k,v} \cos(\theta_{k,v}) \\ d_{k,v} \sin(\theta_{k,v}) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Die Genauigkeit der Winkelmessung hat einen signifikanten Einfluss auf die Ortungsgenauigkeit. Kleine Änderungen des Winkels verursachen in Abhängigkeit von der Entfernung große Änderungen in der radialen Positionsinformation. Vor allem bei größeren Abständen zwischen Basisstation und Transponder nimmt dieser Effekt zu.

In Abbildung 3.23 ist der Funktionsblock des Algorithmus zur Berechnung der Position mittels Winkel- und Distanzinformation gezeigt. Die Eingangsinformationen werden mit den Verfahren aus Kapitel 2 ermittelt. Die Distanz $d_{k,v}$ wird mit dem SS-TWR-Verfahren berechnet und der Winkel $\theta_{k,v}$ mit dem kombinierten Richtungsverfahren aus Abschnitt 2.3.5. Die Basisstation initiiert

dabei die Abstandsmessung mit dem Transponder. Daraufhin antwortet der Transponder mit einer Nachricht, die gleichzeitig für die Richtungsmessung genutzt wird.

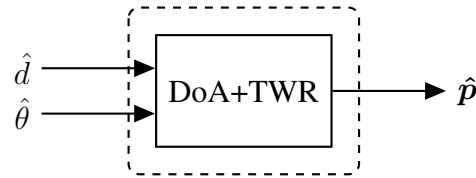


Abbildung 3.23: Schematische Darstellung der Eingangs- und Ausgangsinformationen bei der DoA+TWR-Positionsberechnung.

Bei dem Winkel-Distanz-Verfahren werden für jede Positionsberechnung zwei UWB-Nachrichten benötigt. Die Basisstation sendet zu Beginn die Initiator-Nachricht und der Transponder antwortet mit der Gegenstellen-Nachricht. Die zwei Nachrichten werden für die Distanzmessung benötigt. Diese Nachrichten haben eine Datenlänge von $n_{\text{Data}} = 12$ bzw. $n_{\text{Data}} = 16$. Mit Hilfe der Formel 3.2 lässt sich wiederum die Nachrichtendauer berechnen. Sie beträgt $T_{\text{UWB},12} = 155,31 \mu\text{s}$ bzw. $T_{\text{UWB},16} = 160,02 \mu\text{s}$. Unter Berücksichtigung des Aloha-Verfahrens ergibt sich somit eine maximale Anzahl von 570 Nachrichten pro Sekunde. Zusammen mit der verwendeten Transpondersenderate von 10 Hz ergibt sich eine Teilnehmerzahl von 57 und die Anforderung ist erfüllt.

In Abbildung 3.24 sind die Schritte von der Messung bis zur berechneten Position gezeigt. Die Verfügbarkeit ist auch hier erfüllt. Eine Analyse ergab, dass bei einer Messfrequenz von 10 Hz auch eine Position mit derselben Frequenz berechnet werden kann.

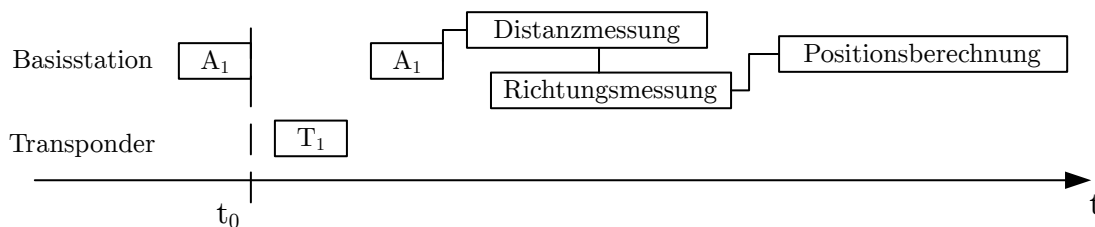


Abbildung 3.24: Datenverarbeitung über die Laufzeit.

Die Annahme bei diesem Verfahren ist, dass nur eine Basisstation benötigt wird. Es muss also die gleiche Fläche wie das bereits vorgestellte TDoA-Verfahren abdecken. Die Maße der Laborumgebung dienen dabei als Referenz. In Abbildung 3.25 ist die erwartete Abdeckung mit einer gestrichelten Linie eingezeichnet. Dieser Bereich ist größer als der Raum und schließt die Messumgebung somit ein. Gleichzeitig sind die Ergebnisse einer Simulation gezeigt, bei der der mittlere Positionsfehler für alle Positionen $x \in [-15 \text{ m}; 15 \text{ m}]$ und $y \in [0 \text{ m}; 15 \text{ m}]$ dargestellt ist. Der Fehler hat dabei eine Varianz von $\sigma_d = 0,1 \text{ m}$ bei der Abstandsmessung und $\sigma_\theta = 1,5^\circ$ bei der Richtungsmessung. Die Darstellung zeigt das Ergebnis entlang eines Rasters mit 0,5 m Schrittweite in beide Koordinatenrichtungen. Es wurden 200 Positionsberechnungen pro Element durchgeführt. Es ist erkennbar, dass der Positionsfehler auf radialen Verläufen mit zunehmender Distanz d in Bezug auf die Position der Basisstation ansteigt. Innerhalb des geplanten Abdeckungsbereichs traten

keine signifikanten Fehler auf. Somit kann angenommen werden, dass dieser Bereich ausgefüllt wird.

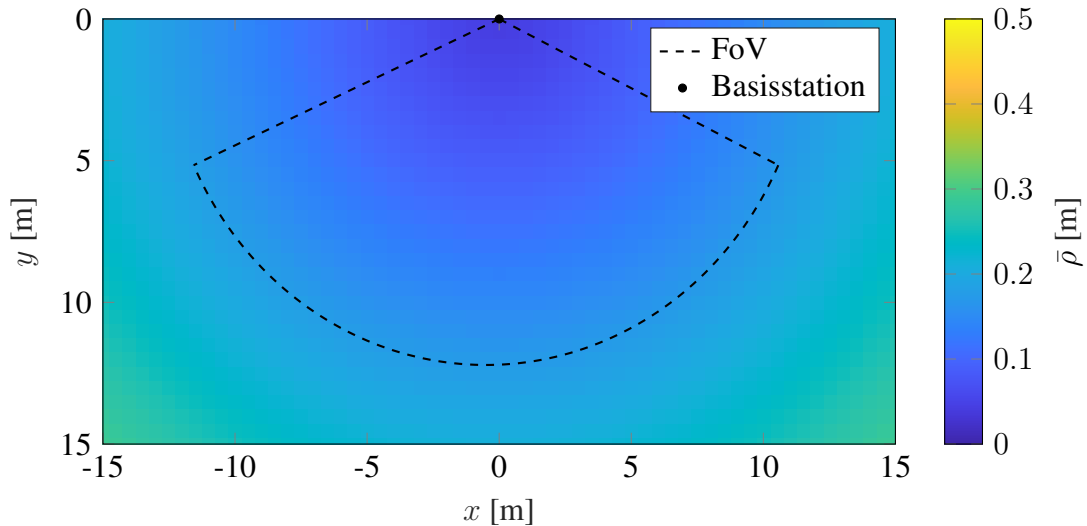


Abbildung 3.25: Simulierter mittlerer Positionsfehler bei einer Ortung eines Transponders mittels Winkel- und Distanzinformationen. Das Messrauschen ist mit einer Normalverteilung von $\sigma_d = 0,05$ m und $\sigma_\theta = 1,0^\circ$ modelliert.

Für die Erprobung dieses Verfahrens wurden ebenfalls Messungen im Labor durchgeführt. Entlang der Verfahrschiene wurde ein Transponder an sechs Positionen lokalisiert. An jedem Punkt wurden dabei 100 Messwerte erfasst. Die Mehrkanal-Basisstation mit einem ULA war dabei an der Position $\mathbf{p} = [3,5 \text{ m}; 0,5 \text{ m}]$ aufgestellt mit einer Orientierung in Richtung positiver x -Achse. Das Resultat ist in Abbildung 3.26 gezeigt. Es ist zu erkennen, dass mit zunehmendem Abstand zur Basisstation die Streuung der gemessenen Position $\hat{\mathbf{p}}$ zunimmt. Dabei ist zu beachten, dass die Streuung weitestgehend in y -Richtung bzw. entlang radialer Verläufe in Bezug auf die Basisstation zunimmt.

Anders als bei dem TDoA-Verfahren ist die Auflösung bei dem Winkel-Distanz-Verfahren nicht ortsunabhängig. Die 3σ -Verteilung der einzelnen Messungen nimmt ebenfalls mit steigendem Abstand zu. Die Untersuchung resultiert in $3\sigma_1 = 0,2675$ m, $3\sigma_2 = 0,3049$ m, $3\sigma_3 = 0,4069$ m, $3\sigma_4 = 0,5972$ m, $3\sigma_5 = 0,5711$ m, $3\sigma_6 = 0,9416$ m. Während die ersten drei Positionen einen relativ ähnlichen Wert ergeben, steigt dieser ab der vierten Position stark an. Bis zu einer Entfernung von 7,15 m liegt die Auflösung noch im Dezimeterbereich.

In Abbildung 3.27 ist die statistische Verteilung der Messpunkte für die jeweiligen Positionen gezeigt. Wie bereits in der zweidimensionalen Ansicht ist auch hier erkennbar, dass die Streuung mit zunehmendem Abstand zur Basisstation steigt. Der Median der jeweiligen Messung beträgt $\tilde{\mathbf{x}} = [0,093 \text{ m}; 0,081 \text{ m}; 0,114 \text{ m}; 0,145 \text{ m}; 0,159 \text{ m}; 0,185 \text{ m}]$. Ab der dritten Position steigt der Median in den Dezimeterbereich an. Dies resultiert aus einer steigenden Streuung der Messwerte. Im Vergleich zur wahren Position nimmt der Messfehler zu.

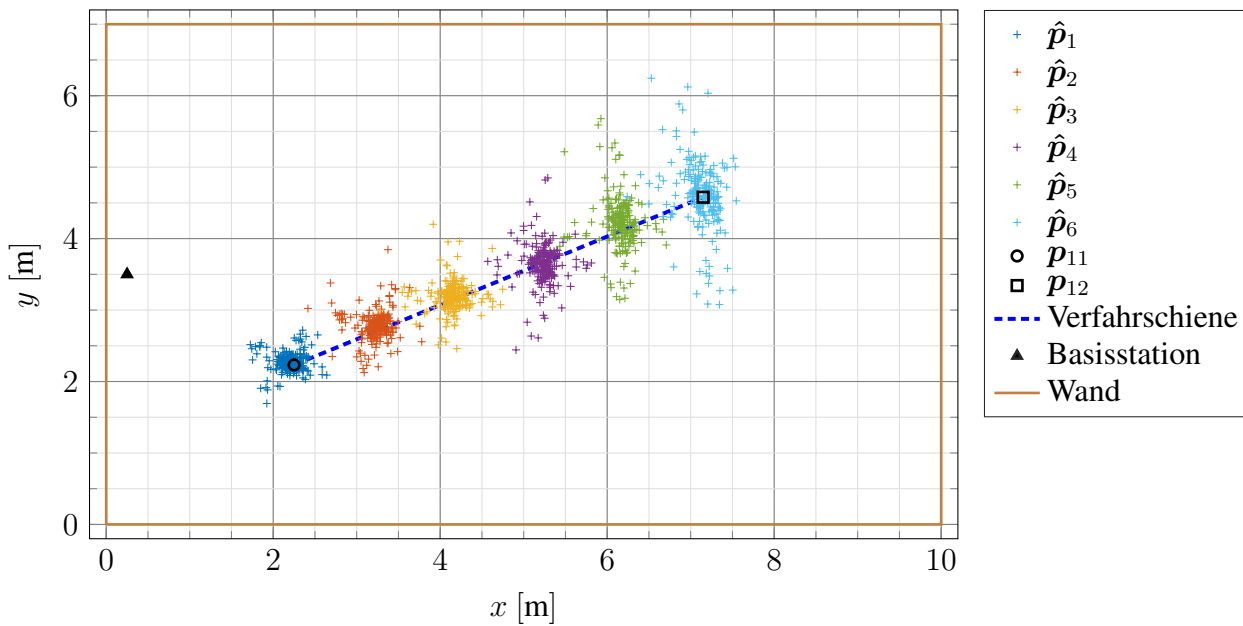


Abbildung 3.26: Messung der Position eines Transponders im Labor an sechs Punkten entlang einer Verfahrsschiene mittels Winkel-Distanz-Verfahren.

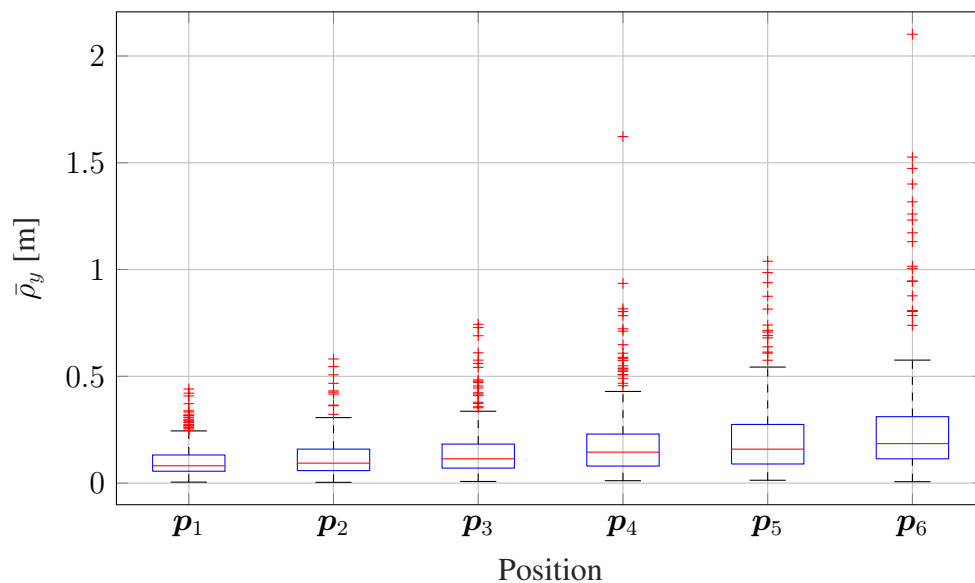


Abbildung 3.27: Übersicht der statistischen Auswertung der Positionsmessung des Winkel-Distanz-Verfahrens in der Laborumgebung. Dargestellt ist der mittlere Positionsfehler in y -Richtung an den sechs Positionen.

In diesem Abschnitt wird das Winkel-Distanz-Verfahren zur zweidimensionalen Lokalisierung eines Transponders untersucht. Hier wird gezeigt, dass eine Basisstation zur Abdeckung der Laborumgebung ausreichend ist. Bei gleichzeitiger Berücksichtigung der Auflösung und der Genauigkeit

wird deutlich, dass zwei Basisstationen benötigt werden. Nur so wird der gleiche Bereich wie mit dem TDoA basierendem System mit einer gleichen Messgenauigkeit abgedeckt. Bei Verwendung des auf der Richtungsmessung basierendem Verfahren sind nur zwei Basisstationen anstatt drei wie bei dem TDoA-Verfahren nötig. Dies ist ein Vorteil des Richtungsverfahrens.

4 Positionsschätzung

Um die Genauigkeit der Positionsinformation weiter zu verbessern und robuster gegen Messfehler sowie Störeinflüsse der Umgebung zu machen, wird in diesem Kapitel die dafür geeignete Kombination aus der berechneten Positionsinformation, der Beschleunigungsmessung des Transponders und der Positionsschätzung untersucht. Speziell bei NLOS-Situationen kann solch ein Verfahren die auftretenden Messfehler kompensieren. Wie bereits zu Beginn dieser Arbeit erwähnt, gibt es drei Ebenen zwischen der mittels des Funkchips gemessenen Information und der finalen Positionsinformation. In diesem Kapitel wird die dritte Ebene, die Positionsschätzung, vorgestellt. Die Verfahren dieser Ebene sind in Abbildung 4.1 gelb umrandet. Hierbei kommt eine transponderseitige Intertialsensorik zusammen mit dem Mahony-Algorithmus zum Einsatz. Mit Hilfe dieser kann die Beschleunigung des Transponders gemessen werden. Außerdem ist das Kalman-Filter eine zentrale Methode bei der Schätzung bzw. Positionsprädiktion [33]. Die IMU- und Positionsinformation können mittels eines Kalman Filters fusioniert werden. Für diese Untersuchungen wurde der zu Beginn vorgestellte Roboter verwendet. Er fuhr entlang einer elliptischen Bahn in der Laborumgebung.

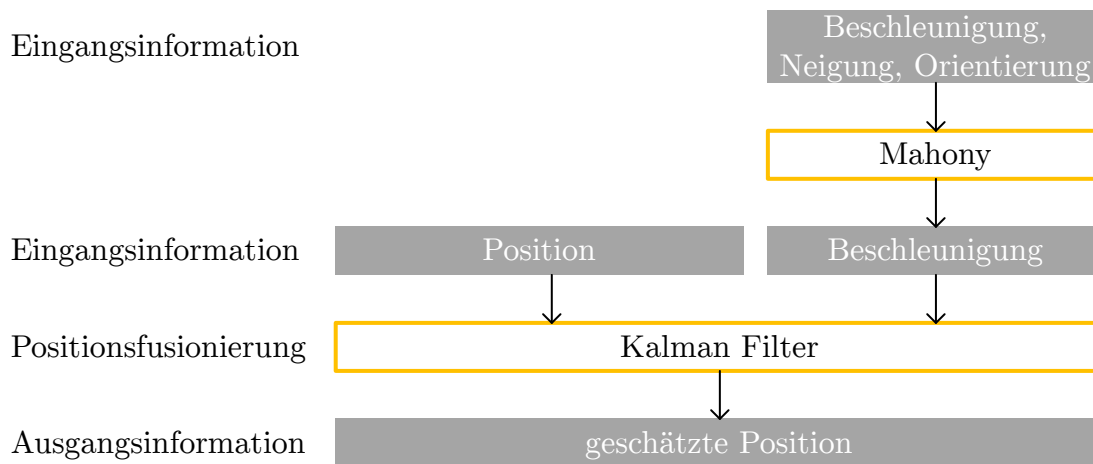


Abbildung 4.1: Übersicht der in dieser Arbeit verwendeten Verfahren zur Positionsschätzung. Das Kalman-Filter nutzt Positions- und Beschleunigungsinformation für die Berechnung einer kombinierten Positionsschätzung.

Im weiteren Verlauf wird in Abschnitt 4.1 zunächst das Konzept für die in dieser Arbeit eingesetzten Technologien zur Positionsschätzung vorgestellt. Außerdem wird in Kapitel 4.2 die Intertialsensorik und die dabei verwendete Signalverarbeitung näher betrachtet. Anschließend wird im Abschnitt 4.3 das Kalman-Filter hergeleitet und dessen Umsetzung erklärt. Zuletzt werden im

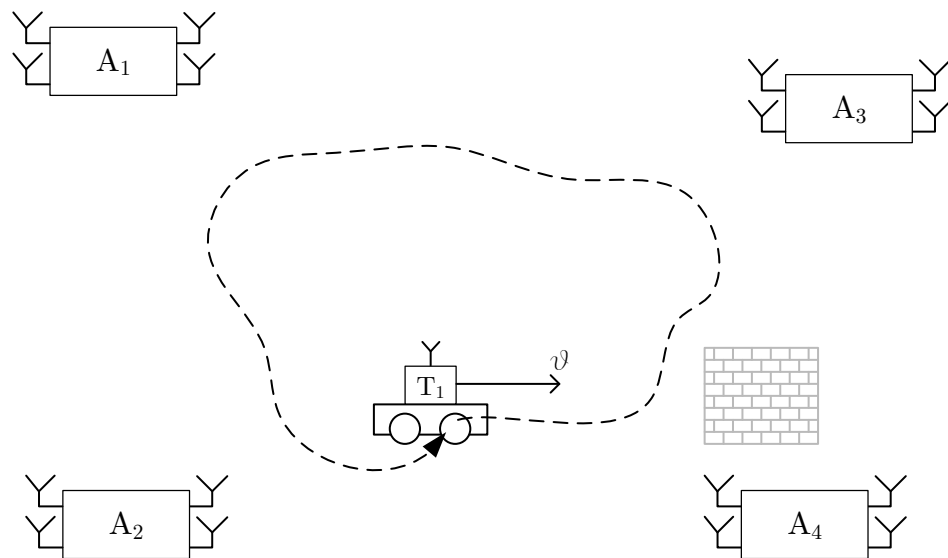


Abbildung 4.2: Veranschaulichung des NLOS-Problems und der vorgeschlagenen Lösung mittels Positionsschätzung.

Abschnitt 4.4 die Erweiterungen, die Funktionsweise und die Umsetzung des kombinierten Verfahrens aus dem Kalman Filter und der Nutzung der Beschleunigungsinformation erläutert.

4.1 Fusionskonzept

Die im vorherigen Kapitel vorgestellten Positionsberechnungsverfahren wurden auf ihre Machbarkeit untersucht. Allerdings konnte gezeigt werden, dass NLOS-Situationen die Positionsberechnungsverfahren stören und die Positionsgenauigkeit abnimmt. Ein solches Szenario ist in Abbildung 4.2 gezeigt. Es wird nun ein Konzept zu erarbeitet, mit dessen Hilfe diese Störeinflüsse reduziert werden können.

Als Ergänzung der Positionsberechnung eines Transponders gibt es Verfahren zur Positionsschätzung, die zum Beispiel den Zustand der Position über die Zeit berücksichtigen. Wie bereits in Abbildung 1.3 gezeigt, wird dieser Berechnungsschritt im Anschluss an das Ergebnis der Positionsberechnung durchgeführt. Eine Möglichkeit besteht darin, die Position mit Hilfe eines bayesschen Filters zu präzisieren und so den Einfluss von gestörten Messwerten zu reduzieren [76]. Dieser Ansatz erfordert eine individuelle Anpassung des Filters und seines Zustandsmodells an das jeweilige Szenario und ist somit nicht generisch anwendbar [85]. Zusätzlich gilt, je komplexer das Modell, desto genauer kann die Realität nachgebildet werden, wobei gleichzeitig der Rechenaufwand enorm ansteigt. Zusätzlich sind die komplexeren Modelle meist für einen spezifischen Anwendungsfall abgestimmt und nicht allgemein gültig. Aus diesem Grund wurde ein alternativer Ansatz gesucht. In der Literatur sind eine Vielzahl von Untersuchungen beschrieben, die eine Kombination aus Positionsprädiktion und IMU-Information verwenden [7, 11, 24, 33, 43, 71].

Hierbei kann ein einfaches Bewegungsmodell für das Filter gewählt werden und dessen Unzulänglichkeit, die reale Bewegung abzubilden, mittels der Beschleunigungsinformation über den Faktor der deterministischen Störung des Kalman-Filters ausgeglichen werden. Als eines der verbreitetsten Lösungen bietet das Filter in seiner grundlegenden Variante einen optimalen Kompromiss aus Performance und Aufwand [46].

Eine weitere Beobachtung aus den Untersuchungen in Kapitel 3 ist, dass bei den Verfahren vereinzelt Messausreißer auftreten. Als Messausreißer werden Positionsinformationen bezeichnet, die überdurchschnittlich von den statistischen Verläufen der Messreihen abweichen. Dieser Effekt kann zum einen durch Störeinflüsse in der Umgebung oder fehlerhafte Erfassung des Empfangszeitpunktes einer UWB-Nachricht entstehen. Eine verbreitete, in der Literatur dargestellte Methode ist die Erweiterung durch eine adaptive Filterung in einer Vorstufe des Kalman Filters.

Die Sende- und Empfangseinheit besitzt eine integrierte IMU. Mit deren Hilfe ist es möglich, die Beschleunigung, Neigung und Orientierung der Einheit zu messen. In der Literatur werden Verwendungsbeispiele dieser Informationen in einem Ortungssystem vorgeschlagen [5, 30, 53].

Des Weiteren muss das Verhältnis aus Positions- und IMU-Information festgelegt werden. Es bestehen dazu eine Reihe von Ansätzen, die in Tabelle 4.1 gelistet sind. Außerdem gibt es Untersuchungen [43], die dieses Verhältnis als effizientes Optimum zwischen Messfrequenz und Rechenaufwand angeben. Bei der Fusionierung der Positionsinformation des UWB-Systems und der Beschleunigungsinformationen der Inertialsensorik wurde ein Verhältnis von 10 Hz zu 100 Hz gewählt.

Tabelle 4.1: Das Verhältnis der Messfrequenz bei der kombinierten Positionsschätzung aus Positions- und Beschleunigungsinformation.

Verhältnis	Messfrequenz UWB-System	Messfrequenz IMU-Sensor	Quelle
1	50 Hz	50 Hz	[65]
4	50 Hz	200 Hz	[34]
5	6 Hz	30 Hz	[11]
10	10 Hz	100 Hz	[28]
12	10 Hz	120 Hz	[44]
15	5 Hz	75 Hz	[7]

In Abbildung 4.3 ist die erweiterte schematische Darstellung der Signalverarbeitungsschritte des Lokalisierungssystems inklusive der Fusion gezeigt. Auf der Seite des Transponders ist die Verarbeitung der IMU-Informationen ergänzt und bei der zentralen Verarbeitung ist die Prädiktion hinzugefügt.

In dieser Arbeit wird geprüft, wie praktikabel dieser Ansatz mit dem gewählten Verhältnis ist und wie sich dieses auf das Gesamtsystem als auch die Positionsinformation auswirkt.

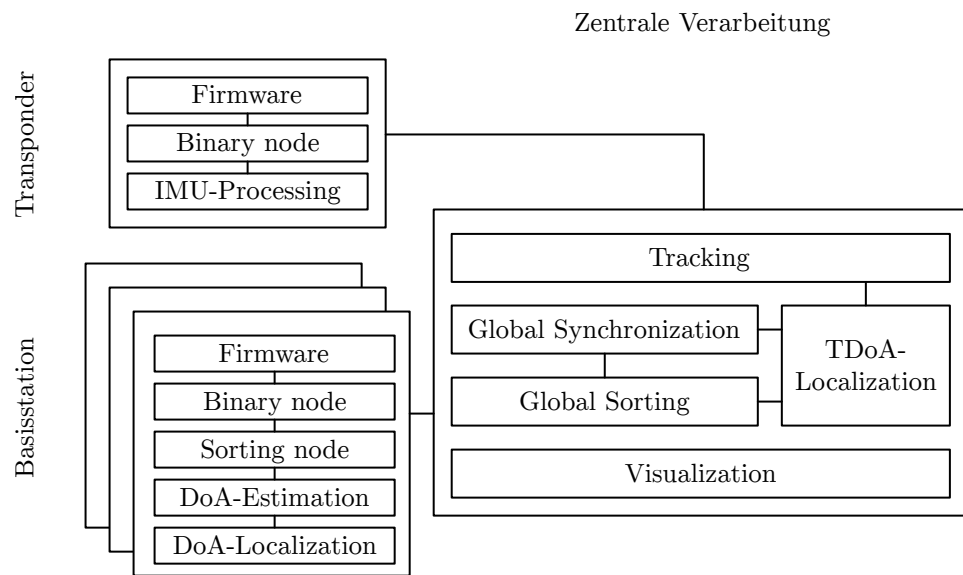


Abbildung 4.3: Übersicht der Signalverarbeitungsschritte des Lokalisierungssystems.

4.2 Inertialsensorik

Bei der inertialen Messeinheit (engl. Inertial Measurement Unit, IMU) handelt es sich um eine Kombination aus drei Sensoren zur Bestimmung der Beschleunigung, Lage bzw. Neigung und Kompassorientierung. Die ersten beiden sind referenzlose Informationen und werden jeweils im Bezug zur Sensorlage und -orientierung gemessen. Die dritte Information hingegen wird auf einen externen Bezugspunkt referenziert. Eine IMU kommt meistens bei einem inertialen Navigationssystem zum Einsatz. Heutzutage sind preiswerte IMU-ICs verfügbar und in einer Vielzahl von Produkten verbaut. Diese können ebenfalls in UWB-Transpondern zum Einsatz kommen. Auf der Steuerbaugruppe ist ein solcher Sensor integriert. Hierbei handelt es sich um den LSM9DS1 der Firma STMicroelectronics. Alle Funktionen sind in einem Baustein enthalten und dieser ist via engl. Inter-Integrated Circuit (I2C) mit dem Mikrocontroller der Steuerbaugruppe verbunden.

Das Konzept eines inertialen Navigationssystems basiert auf dem Zusammenhang zwischen Ort und Beschleunigung. Ist die Beschleunigung eines Objektes über die Zeit bekannt, kann theoretisch mittels der Bewegungsgleichung die relative Position mit Bezug auf die Position zum Zeitpunkt t_0 berechnet werden. Es ist zu beachten, dass durch den quadratischen Zusammenhang zwischen der Beschleunigung und dem Ort geringe Beschleunigungsmessfehler sehr große Positionsfehler verursachen. Dieser Effekt akkumuliert sich über ein Zeitintervall ΔT und es tritt gleichzeitig eine Fehlerfortpflanzung auf. Wie in [45] beschrieben, weicht die relative Positionsschätzung einer IMU bereits nach 10 s bis zu 5 m in jede der Koordinatenrichtungen ab. Der hier beschriebene Ansatz ist auch als „Dead Reckoning“ bekannt. Aufgrund der niedrigen Genauigkeit, speziell bei preiswerten IMUs, wurde dieser Ansatz nicht verwendet.

Eine Alternative ist die Nutzung der gravitationsfreien Beschleunigungsinformation für eine kombinierte Positionsschätzung. Somit wurde die in diesem Kapitel vorgestellte Sensorik genutzt, um

die Beschleunigungsinformation eines Transponders zu messen. Für die Datenaufbereitung der Messinformationen des Sensors eignet sich eine engl. Attitude and Heading Reference System (AHRS)-Methode. Das Madgwick bzw. Mahony Filter ist eine weit verbreitete Methode und eignet sich für diesen Anwendungsfall [51, 52]. Mit Hilfe dieser wird aus den Eingangsdaten, Beschleunigung, Neigung und Kompass eine gravitationsfreie Beschleunigung berechnet. Die Verarbeitungskette ist in Abbildung 4.4 gezeigt.

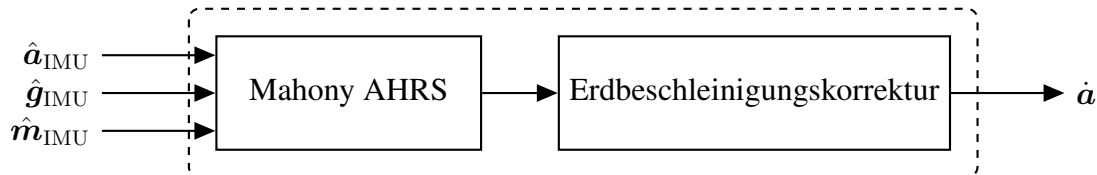


Abbildung 4.4: Übersicht der IMU-Signalverarbeitung zur Erfassung der korrigierten Beschleunigung.

Die IMU-Daten werden mit einer Frequenz von 100 Hz abgetastet. Die resultierende Beschleunigung wird anschließend als deterministische Störung u_k bei der Zustandsberechnung im Kalman-Filter verwendet. Das Messrauschen der IMU wurde aus dem Datenblatt des Sensors entnommen.

$$\sigma_{IMU} = 2 \text{ mg} = 30 \text{ mm/s}^2 \quad (4.1)$$

Dieser Wert spiegelt das Prozessrauschen Q im Zustand des Kalman-Filters wider [45].

In Abbildung 4.5 sind die Ergebnisse einer Messung mit dem hier beschriebenen IMU-System gezeigt. Die gemessenen Beschleunigungswerte entsprechen der Bewegung entlang einer Ellipse im Raum.

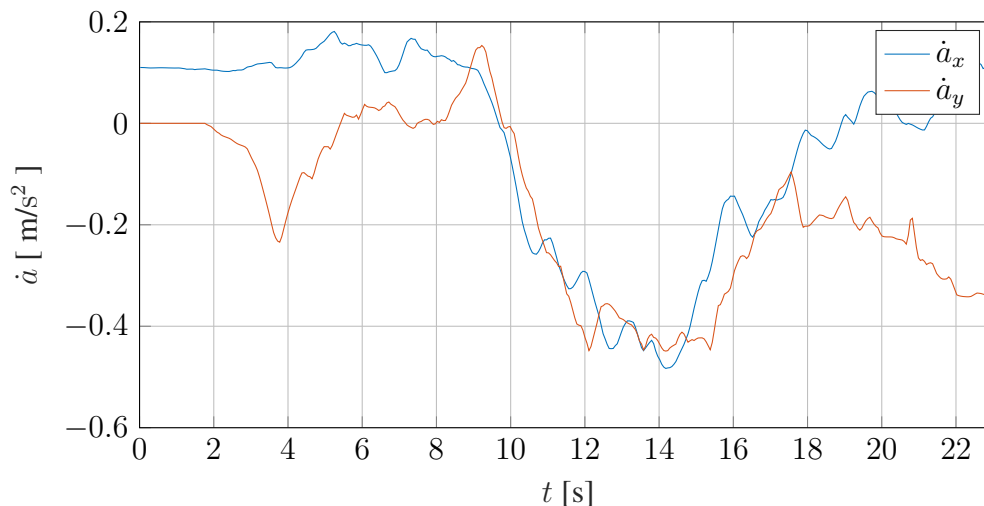


Abbildung 4.5: Messung der gravitationsfreien Beschleunigung mit einem IMU-Sensor.

4.3 Kalman-Filter

Im Jahre 1960 veröffentlichte Rudolph Kalman seine Variante eines bayesschen Filters [39]. Seitdem ist es als Kalman-Filter (KF) bekannt und es ist einer der verbreitetsten Algorithmen zur Prädiktion. Das Filter berechnet den Systemzustand eines Prozesses bei bekanntem Prozessmodell. Beobachtungen bzw. Messinformationen über den Prozess werden genutzt, um die Modellberechnung stetig zu aktualisieren. Dieser Ablauf ist in Abbildung 4.6 gezeigt. Anhand des berechneten Systemzustandes kann der Systemzustand zu einem zukünftigen Zeitpunkt prädiziert werden. Das Filter minimiert dabei ständig die Fehlerkovarianz mit Hilfe der Beobachtungen. Zu Beginn einer Beobachtung muss ein initialer Systemzustand bekannt sein oder ggf. angenommen werden. Zusätzlich muss ein Startwert für die Kovarianz bekannt sein.

In der Literatur sind eine Vielzahl von Anwendungsfällen beschrieben, bei denen ein Kalman-Filter für eine Positionsprädiktion genutzt wird [49]. Die Grundvariante des Kalman Filters setzt einen linearen Zusammenhang des zu beobachtenden Systems voraus. Sobald diese Bedingung nicht erfüllt ist, kann es zu einer fehlerhaften Prädiktion führen. In [84] gibt es eine ausführliche Analyse sowie eine Gegenüberstellung dieser Zusammenhänge.

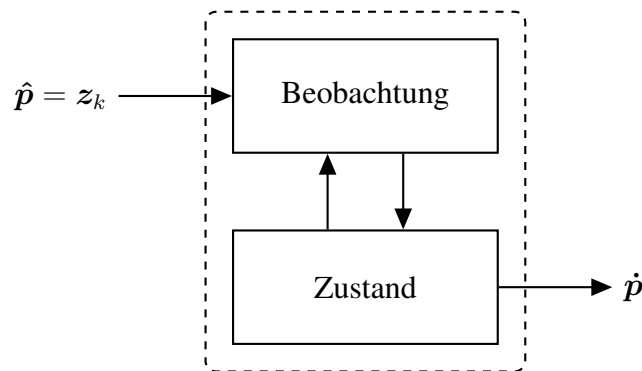


Abbildung 4.6: Verarbeitungsblock für die Positionsprädiktion mittels Kalman-Filter.

Eine kontinuierliche Prädiktion für eine zwei-dimensionale Position kann wie folgt berechnet werden. Für die erstmalige Berechnung ist der Zustand $\mathbf{x}_{k|k}$ und die Fehlerkovarianz $\mathbf{P}_{k|k-1}$ zum Zeitpunkt $k = 0$ erforderlich.

$$\mathbf{x}_{0|0} = \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{P}_{0|0} = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 \end{bmatrix}; \quad (4.2)$$

Hierbei reflektiert die Fehlerkovarianz die Sicher- bzw. Unsicherheit der Zustands- bzw. der Positionsinformation zum Zeitpunkt $k = 0$. Die Kovarianz setzt sich aus der Varianz σ in den jeweiligen Raumdimensionen zusammen. Des Weiteren muss das Prozessrauschen \mathbf{w}_k und das Messrauschen \mathbf{v}_k des zu beobachtenden Systems bekannt sein. Beide Größen werden als mittelwertfrei sowie normalverteilter Rauschprozess mit einer bekannten Kovarianz angenommen.

$$\mathbf{w}_k \sim N(0, Q) \quad (4.3)$$

$$\mathbf{v}_k \sim N(0, R) \quad (4.4)$$

Diese beiden Größen sind meist zeitinvariant. Wie in [6] erläutert, gibt es jedoch auch Ansätze eine Zeitabhängigkeit einzuführen, um reale Zusammenhänge besser abzubilden.

Einer der zwei rekursiven Prozesse des Filters ist die Prädiktion zukünftiger Zustände. In Beobachtungsabständen T wird ein neuer Systemzustand $\mathbf{x}_{k|k-1}$ prädiziert. Dies kann im Abstand von beliebigen T durchgeführt werden. Dieser basiert auf dem vorherigen $\mathbf{x}_{k-1|k-1}$ und der Zustandsübergangsmatrix $\underline{\mathbf{A}}_k$ sowie \mathbf{w}_k . Hierbei kann ebenfalls die optionale Dynamik $\underline{\mathbf{B}}_k$ zur Modellierung zusätzlicher Störungen und der Vektor für die deterministische Störung \mathbf{u}_k genutzt werden.

$$\mathbf{x}_{k|k-1} = \underline{\mathbf{A}}_k \mathbf{x}_{k-1|k-1} + \underline{\mathbf{B}}_k \mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \quad (4.5)$$

Gleichzeitig wird die neue Fehlerkovarianz $\underline{\mathbf{P}}_{k|k-1}$ mit Hilfe des vorherigen Wertes, des Zustandsübergang und des Prozessrauschens berechnet.

$$\underline{\mathbf{P}}_{k|k-1} = \underline{\mathbf{A}}_k \underline{\mathbf{P}}_{k-1|k-1} \underline{\mathbf{A}}_k^T - \underline{\mathbf{Q}}_k \quad (4.6)$$

Der zweite Prozess des Kalman-Filters ist die Aktualisierung des momentanen Systemzustandes $\mathbf{x}_{k|k}$. Hierbei wird zuerst das Filter-Gain $\underline{\mathbf{K}}_k$ aus $\underline{\mathbf{P}}_k$ und $\underline{\mathbf{R}}$ berechnet.

$$\underline{\mathbf{K}}_k = \underline{\mathbf{P}}_k \underline{\mathbf{H}}^T (\underline{\mathbf{H}} \underline{\mathbf{P}}_k \underline{\mathbf{H}}^T + \underline{\mathbf{R}})^{-1} \quad (4.7)$$

Anschließend wird der Systemzustand mit einer aktuellen Beobachtung z_k berechnet.

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k|k-1} + \underline{\mathbf{K}}_k (z_k - \underline{\mathbf{H}} \mathbf{x}_{k|k-1}) \quad (4.8)$$

Für das Beispiel einer Positionsschätzung entspricht z_k der momentan gemessenen Position im jeweiligen Koordinatensystem bzw. allgemein der gemessenen Beobachtung. Im letzten Schritt der Aktualisierung wird die Fehlerkovarianz neu berechnet.

$$\underline{\mathbf{P}}_k = (1 - \underline{\mathbf{K}}_k \underline{\mathbf{H}}) \underline{\mathbf{P}}_{k|k-1} \quad (4.9)$$

Die beiden Prozesse können unabhängig voneinander berechnet werden. Wenn jedoch über einen längeren Zeitraum keine Messungen zur Aktualisierung des Zustandes vorhanden sind, steigt die Fehlerkovarianz an und die Schätzung weicht unter Umständen stark von dem tatsächlichen System ab.

Eine der größten Limitierungen des Kalman-Filters ist die Annahme bzw. Voraussetzung eines linearen Systems. In der Literatur sind diverse Erweiterungen des Filters angeführt, die auch für nicht lineare Systeme geeignet sind. Die bekannteste Variante ist das Extended-Kalman-Filter (EKF) sowie eine weiter optimierte Version der sogenannten Unscented-Kalman-Filter (UKF) [84]. Der UKF bietet im Vergleich zu dem EKF eine leicht gesteigerte Genauigkeit, hat jedoch einen deutlich höheren Rechenaufwand [21, 77].

Im Folgenden werden nun weitere Randbedingungen sowie Konfigurationen für eine zweidimensionale Positionsschätzung festgelegt. Zum einen wird ein Bewegungsmodell für konstante Geschwindigkeiten vorgestellt. Entscheidend ist hierbei, ein Kompromiss aus Genauigkeit, Modellrealität sowie Berechnungsaufwand zu finden. Zum anderen wird die Auswahl der optimalen R und Q Parameter sowie die Initialwerte $\mathbf{P}_{0|0}$, $\mathbf{x}_{0|0}$ vorgestellt.

Bei der initialen Berechnung der Filter-Gleichung muss der Anfangszustand bekannt sein.

$$\mathbf{x}_{0|0} = \begin{bmatrix} x_{uwb} \\ y_{uwb} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\mathbf{P}_{0|0} = \underline{\mathbf{R}} \quad (4.11)$$

Das Filter muss für den jeweiligen Anwendungsfall angepasst und optimiert werden. Die R und Q Matrizen, wie bereits in Gleichung 4.4 und 4.3 gezeigt, müssen hierfür bestimmt werden.

Somit kann die Gleichung 4.5 zu

$$\mathbf{x}_{k|k-1} = \underline{\mathbf{A}}_k \mathbf{x}_{k-1|k-1} \quad (4.12)$$

vereinfacht werden. So ist $\mathbf{x}_{k|k-1}$ einzig von dem gewählten Bewegungsmodell und dem vorherigen Zustand abhängig. Die Trajektorie des Transponders kann, wie in Gleichung 4.13 gezeigt, mit einem einfachen Modell berechnet werden.

$$\mathbf{x}_{k|k-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Die Messung wird wie folgt berücksichtigt.

$$\mathbf{z}_{k|k-1} = \underline{\mathbf{H}}_k \mathbf{x}_{k-1|k-1} + \mathbf{v}_k \quad (4.14)$$

Hierfür wird

$$\underline{\mathbf{H}}_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{x}_{k-1|k-1} = \begin{bmatrix} x_{uwb} \\ y_{uwb} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

benutzt. Zusätzlich wird für die Varianz

$$\mathbf{v}_k \sim N(0, \underline{\mathbf{R}}); \quad \underline{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \sigma_{\underline{\mathbf{R}}}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{\underline{\mathbf{R}}}^2 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

sowie

$$\sigma_{\underline{\mathbf{R}}} = 30 \text{ cm} \quad (4.18)$$

angenommen.

Für das im Kapitel 3 entwickelte Positionsberechnungssystem wurde das hier erläuterte Filter implementiert. Die asynchrone Struktur des Filters ermöglicht eine frei konfigurierbare zyklische Ausgabe der prädierten Position. Der initiale Zustand wird immer mit einer Positionsinformation des Ortungssystem generiert. Falls über einen Zeitraum von 1 min keine Positionsinformationen ausgegeben werden, wird das Filter beendet. Eine neue Initialisierung findet dann mit dem nächsten Messwert und der Gleichung 4.10 statt. Das Filter ist in der Programmiersprache Python implementiert und wird als sogenannte ROS *node* ausgeführt.

In Abbildung 4.7 ist das Ergebnis einer dynamischen Messung im Labor gezeigt. Eine Person lief von der Startposition bei $\mathbf{p} = [1 \text{ m}; 8,5 \text{ m}]$ entlang der Wegpunkte bis zur Endposition $\mathbf{p} = [6,75 \text{ m}; 8,25 \text{ m}]$. Eine Auswertung der Daten ergibt, dass die Varianz für den dynamischen Fall um den Faktor zwei kleiner ist. Auch hier konnte die Genauigkeit der Positionsinformation gesteigert werden.

4.3.1 Adaptive Filterung

Eine hilfreiche Methode zur Verbesserung der Prädiktion ist die Plausibilisierung von Messwerten vor einer Aktualisierung des Systemzustandes eines KF. Hierbei kann eine Distanz zwischen Systemzustand und Messwert gegen einen Schwellwert geprüft werden. Für diese Distanzberechnung eignet sich die Mahalanobis-Distanz sehr gut [11]. Im Vergleich zur euklidischen Distanz ist diese nicht kreisförmig, sondern beinhaltet die Informationen aus der Kovarianzmatrix $\underline{\mathbf{P}}$ und bildet meist elliptische Zusammenhänge. Wie in [12] gezeigt, wird sie wie folgt berechnet.

$$\tilde{d}_{i,j} = \sqrt{(\mathbf{p}_i - \mathbf{p}_j)^T \underline{\mathbf{P}}^{-1} (\mathbf{p}_i - \mathbf{p}_j)} \quad (4.19)$$

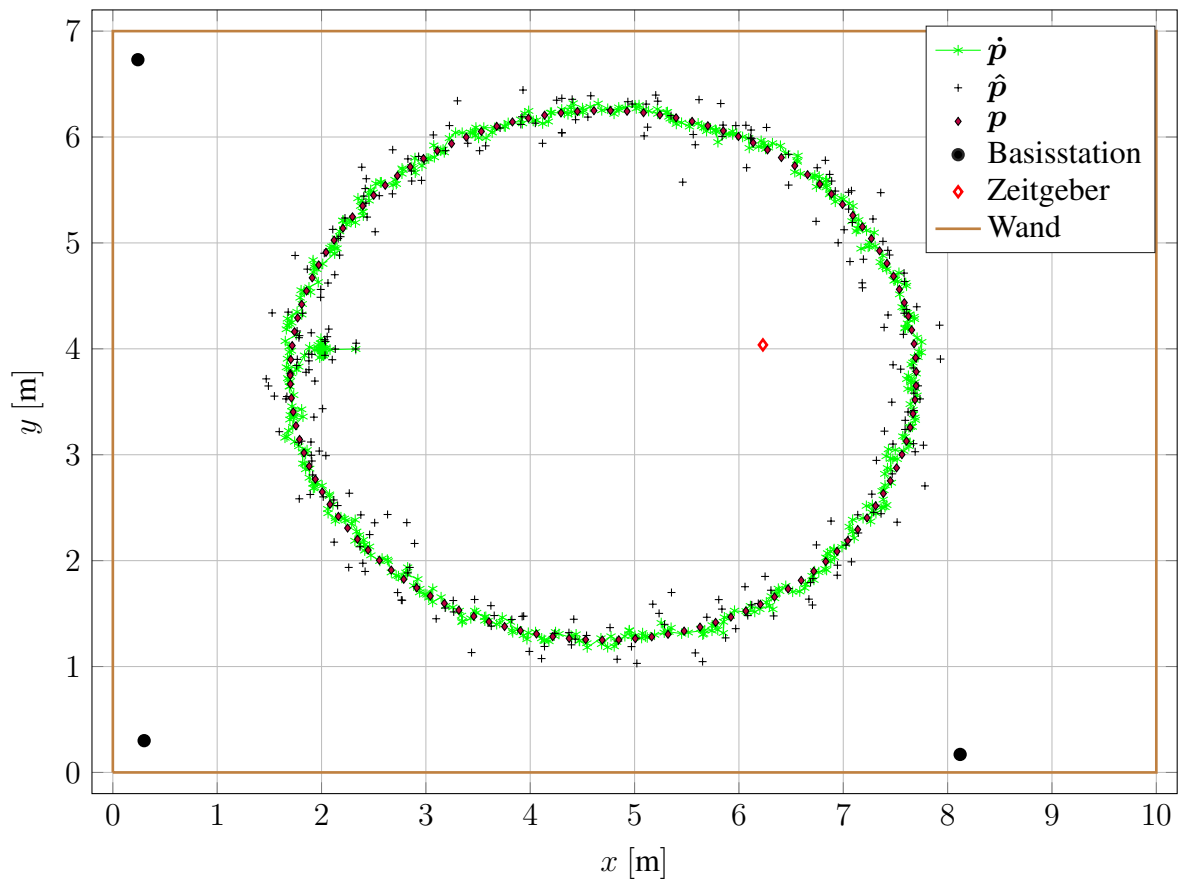


Abbildung 4.7: Positionsverlauf im Labor. Lokalisierung mittels TDoA und KF.

Hier ist $\tilde{d}_{i,j}$ die Mahalanobis-Distanz zwischen den Punkten \mathbf{p}_i und \mathbf{p}_j . Die Filterung kann als adaptiv bezeichnet werden, da der statische Schwellwert zusammen mit der dynamischen Kovarianz eine nicht konstante Filterung bietet.

In Abbildung 4.8 ist die Anwendung dieser adaptiven Filterung gezeigt. Es wurde ein statischer Transponder in einem Raum aufgestellt und dessen Position mittels TDoA-Verfahren berechnet. Anschließend wurde die Position mit dem Kalman-Filter präzidiert. Die in Abbildung 4.8a und Abbildung 4.8b mit einem Kreis markierten Stellen wurden in der Verarbeitung verworfen und nicht für die finale Positionsbestimmung verwendet.

Sobald die Mahalanobis-Distanz den Fehlerschwellwert übersteigt, wurde das Filter nicht durch die Messung aktualisiert. Bei dieser Messung wurden mittels dieses Verfahrens 14,16 % der Messungen verworfen und nicht im Filter berücksichtigt. Die durchschnittliche Standardabweichung konnte hiermit von $\sigma = 4,6$ cm auf $\sigma = 3,1$ cm reduziert werden.

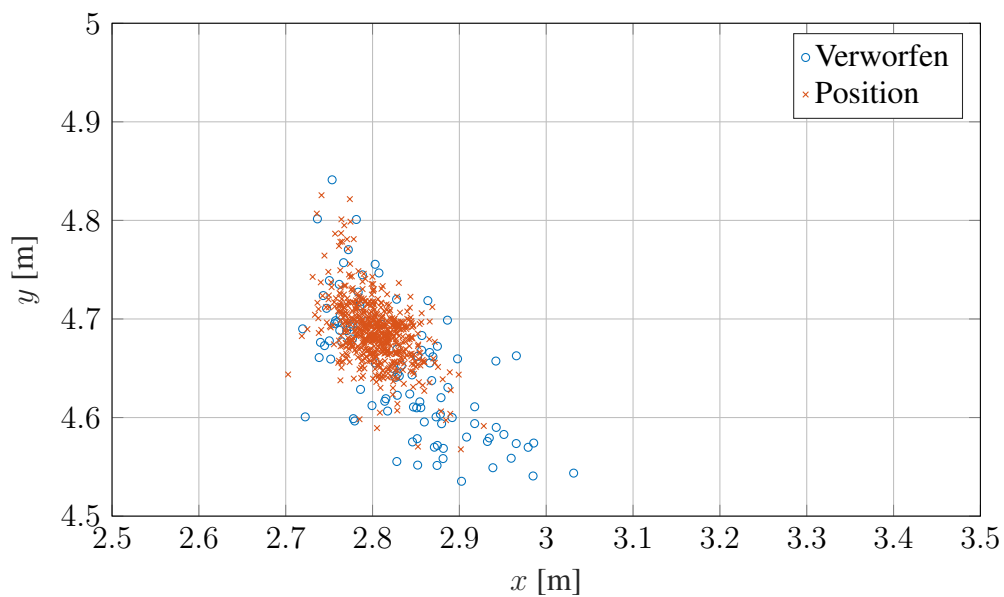
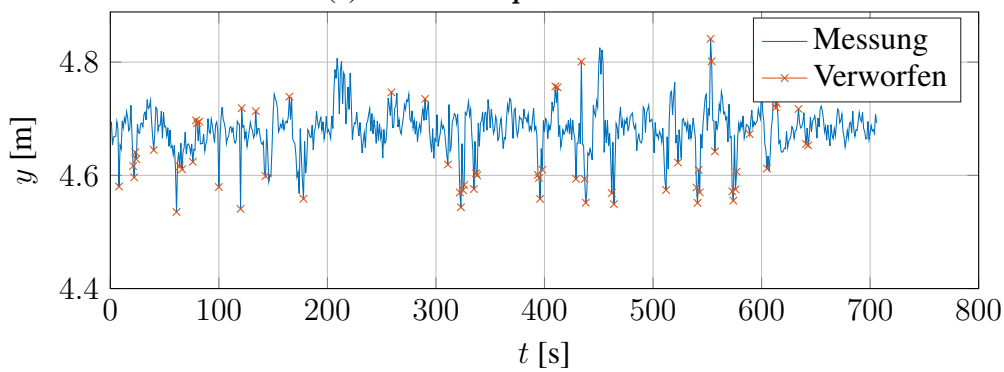
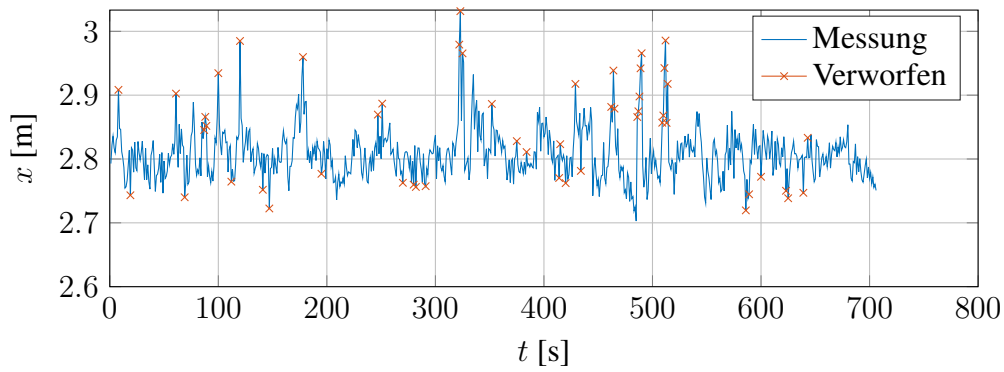


Abbildung 4.8: Position eines stationären Transponders mit und ohne adaptive Filterung.

4.3.2 Prädiktion der Synchronisation

Es gilt zu prüfen, ob die Genauigkeit der Positionsberechnung durch die Verwendung eines Kalman-Filters zur Prädiktion der globalen Synchronisation noch weiter zu verbessern ist. Des Weiteren bietet die Synchronisationsmethode aus Kapitel 2.3.3 keine direkte Berechnung einer Positionsinformation. Die individuelle Abweichung der Synchronisationsperiode wird erst am Ende der jeweiligen Periode ermittelt und es entsteht eine maximale Verzögerung bis zur Dauer der Synchronisationsperiode. Dadurch steht das Ergebnis der Positionsberechnung erst in der darauffolgenden Synchronisationsperiode zur Verfügung. Aus diesem Grund wurde zusätzlich untersucht, ob ein Kalman-Filter in der Lage ist, diese Einschränkung ebenfalls zu beheben.

Hierzu wurde für jede Basisstation ein eindimensionales Filter verwendet. Der jeweilige Unterschied der Synchronisationsperiode zwischen Zeitgeber und Basisstation wurde dann kontinuierlich prädiziert. In Abbildung 4.9 ist das Ergebnis der Periode über die Zeit für mehrere Basisstationen gezeigt. Die durchgezogenen farbigen Linien sind der gemessene Verlauf der Synchronisationsperioden und die gestrichelten Linien sind die prädizierten Synchronisationsperioden. Es ist zu erkennen, dass der Einfluss von Messausreißern reduziert wird. Dies ist speziell zum Zeitpunkt $t = 158\text{ s}$ zu beobachten.

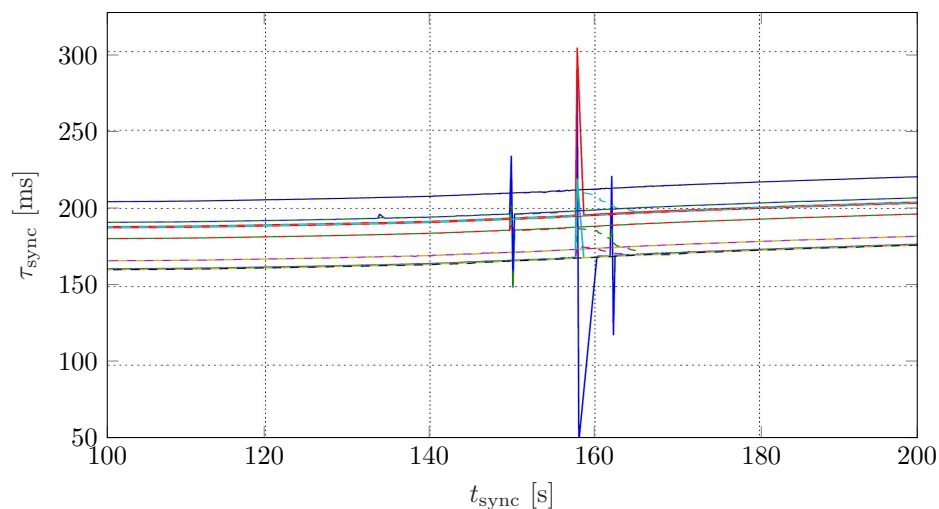


Abbildung 4.9: Verlauf einer beispielhaften Synchronisationsperiode über die Zeit. Der gemessenen Periodenverlauf ist als durchgezogene Linie und die prädizierte Periode ist als gestrichelte Linie dargestellt.

4.4 Kombinierte Positionsschätzung

Wie bereits im Konzeptabschnitt in Kapitel 4.1 vorgestellt, wird nun untersucht, inwieweit die Kombination aus Beschleunigungs- und Positionsinformationen mittels Kalman-Filter eine Verbesserung der Genauigkeit in NLOS-Situationen bringt. Hierfür wird die Dynamik der determi-

nistischen Störung \underline{B}_k bei der Prädiktion genutzt. Dieser Wert steuert den internen Zustand des Kalman-Filters. Somit setzt sich ein geschätzter zukünftiger Systemzustand zusätzlich aus einer weiteren Beobachtung zusammen. Bei der Positionsschätzung wird die momentane gravitationsfreie Beschleunigung \mathbf{a} des zu ortenden Transponders genutzt. Die Gleichung 4.5 wird, wie gezeigt, inklusive des optionalen Terms verwendet. Dabei werden die Terme $\underline{A}_k \mathbf{x}_{k-1|k-1}$ wie in Gleichung 4.13 verwendet. Auf Basis der Zusammenhänge der physikalischen Bewegungsgleichung ergibt sich die in Gleichung 4.20 gezeigte Matrix \underline{B}_k ,

$$\underline{B}_k = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\Delta t^2 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2}\Delta t^2 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

für die Umrechnung der Beschleunigung in den geschätzten Positionszustand. Zusätzlich wird die Beschleunigungsinformation \mathbf{a} für den Vektor \mathbf{u}_k verwendet, wie in den Gleichungen 4.21 gezeigt:

$$\mathbf{u}_{k-1|k-1} = \mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Für die Messung der momentanen gravitationsfreien Beschleunigung \mathbf{a} wird ein AHRS genutzt. Bei der Fusionierung wird zusätzlich das Zustandsrauschen \mathbf{w}_k verwendet. Im Allgemeinen ist dies eine rein stochastische Größe, die in dem gegebenen Anwendungsfall mit dem Rauschverhalten des IMU-Sensors abgebildet werden sollte [45]. So ergibt sich der in den folgenden Gleichungen 4.22 und 4.23 gezeigte Zusammenhang:

$$\mathbf{w}_k \sim N(0, Q); \quad Q = \begin{bmatrix} \sigma_Q^2 & 0 \\ 0 & \sigma_Q^2 \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

$$\sigma_Q = \frac{1}{2}T^2\sigma_{\text{IMU}}. \quad (4.23)$$

Wobei die Varianz des IMU-Sensors bereits in Gleichung 4.1 gezeigt ist.

In Abbildung 4.10 ist der Verarbeitungsblock für die Fusionierung gezeigt. Auf der linken Seite sind die Eingangssignale, die UWB-Position sowie die IMU-Beschleunigung, gezeigt. Zusätzlich sind oberhalb des Blocks die erforderlichen Konfigurationsparameter abgebildet. Auf der rechten Seite ist das Ausgangssignal wiedergegeben. Der Block ist so implementiert, dass die Eingangssignale mit variablen Messfrequenzen verarbeitet werden können. Gleichzeitig wird das Ergebnis mit einer konstanten Rate von 10 Hz ausgegeben.

Bei der Fusionierung werden die Beschleunigungsinformationen aus der IMU und der Positionsinformation aus dem UWB-Ortungssystem kombiniert. Beide Daten werden mit einem eigenen Nachrichtentyp transportiert. Die entsprechende ROS *node* kombiniert beide Informationen direkt in der Rechenbaugruppe des Transponders. Für die Kommunikation der Positionsinformation aus

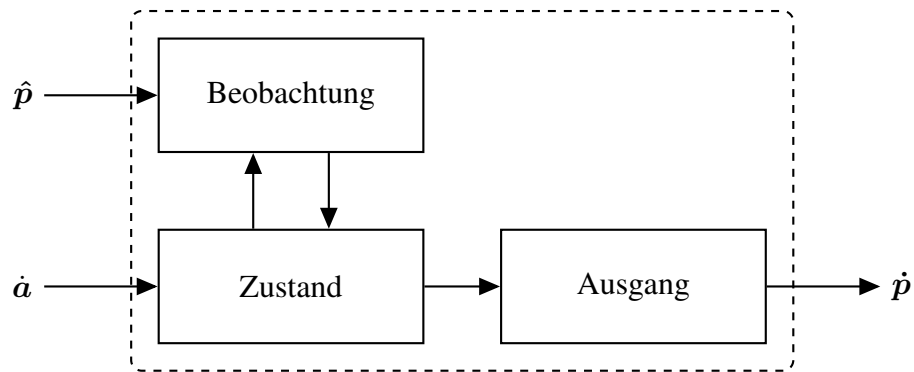


Abbildung 4.10: Verarbeitungsblock für die Positionsfusionierung. Die Eingänge auf der linken Seite sind die gemessene Position und die horizontal gemessene Beschleunigung. Der Ausgang auf der rechten Seite ist die fusionierte Positionsinformation.

der Infrastruktur wird eine WLAN-Verbindung zum Transponder genutzt. Wenn eine neue Positionsmessung verfügbar ist, wird diese Beobachtung, wie in Gleichung 4.16 gezeigt, für die Berechnung des Systemzustands verwendet. Die Prädiktion des Systemzustandes wird ereignisorientiert durch neue IMU-Messungen ausgelöst. Ein zyklischer Prozess ruft die aktuelle prädizierte Positionsinformation \hat{p} des Filters ab und gibt diese am Ausgang des Verarbeitungsblocks weiter.

In Abbildung 4.11 ist die finale Messung des hier vorgestellten Konzeptes gezeigt. In der Laborumgebung wurde entlang einer elliptischen Trajektorie ein Transponder lokalisiert. Es sind die UWB-Positionsmessungen als auch das Positionsergebnis aus der Fusion gezeigt. Es ist zu beobachten, dass vereinzelte lokale Abweichungen der \hat{p} durch die Verwendung des Filters ausgeglichen werden.

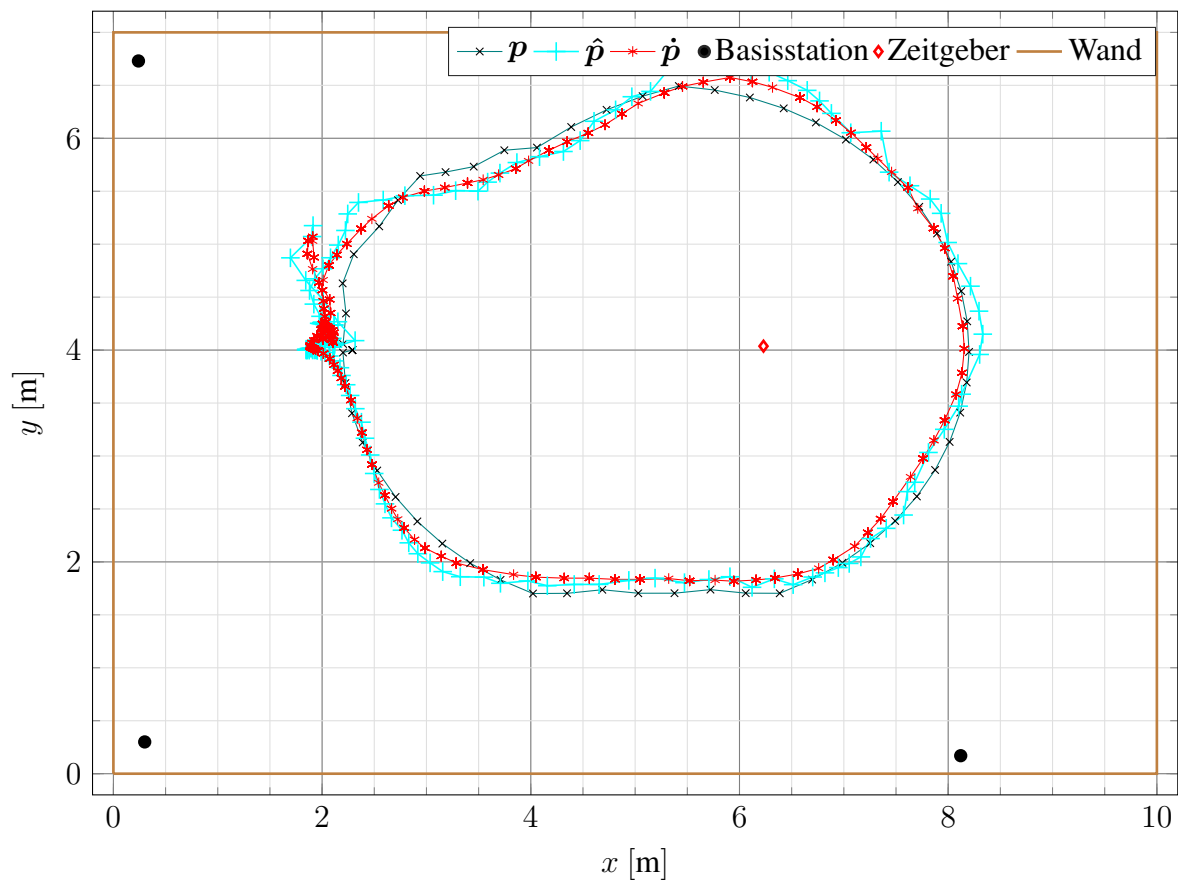


Abbildung 4.11: Kombinierte Positionsprädiktion mittels KF-Fusionierung aus TDoA basierter Positions- und Beschleunigungsinformation.

5 Erprobung in realer Umgebung

In den vorherigen Kapiteln wurde erläutert, wie die Positionsinformation bei einem UWB-Mehrkanal-Ortungssystem ermittelt werden kann. Hierbei wurden schrittweise die Messverfahren, Positionsberechnung und die Positionsschätzung vorgestellt. In einer Reihe von Untersuchungen entlang dieser Schritte wurden die Entscheidungen erläutert, die für das finale System getroffen wurden. Nun wurden mit dem Gesamtsystem Messungen in einer realen Umgebung im Außenbereich durchgeführt. Dabei sollten zum einen das Mehrkanal-TDoA-Verfahren als auch zum anderen die zwei Verfahren, die auf DoA basieren, hinsichtlich der Anforderungen untersucht werden. Zu Beginn, wie in Abbildung 5.1 direkt gezeigt ist, wies eine Lokalisierung des Versuchsfahrzeuges mittels GPS in dieser Häuserschlucht eine signifikante Positionsabweichung auf. Eine zentimetergenaue Ortung war nicht möglich. Das Versuchsfahrzeug startete dabei zentral im Kreuzungsbereich, fuhr zuerst rechts die Straße entlang. Dort wendete das Fahrzeug und fuhr danach den gesamten Teststreckenbereich auf und ab. Der wahre Fahrtverlauf ist mit der grün gestrichelten Linie dargestellt.

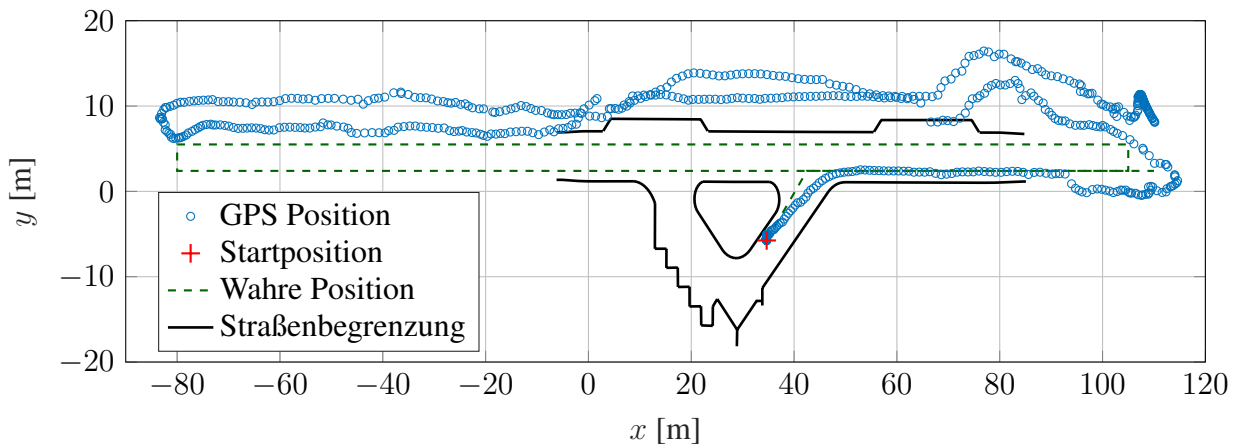


Abbildung 5.1: Erprobung der Lokalisierung des Testfahrzeuges in einer Häuserschlucht mittels GPS.

Zuerst werden im Abschnitt 5.1 die Messumgebungen, die Hilfsmittel sowie die Systemplanung für den abzudeckenden Bereich vorgestellt. Ebenso wird der Aufbau, die Inbetriebnahme und die Validierung des Systems erläutert und gezeigt, welche Faktoren das System beeinflussen. Im Abschnitt 5.2 wird ein neuartiges Verfahren zur Positionsbestimmung mittels zwei synchronisierter Transponder vorgestellt. Bereits in Kapitel 3 und 4 wurde das System im Innenbereich hinsichtlich der Anforderungen aus Kapitel 1.1 analysiert. Nun wurde das System ebenfalls im Außenbereich

eingesetzt. Dazu folgt eine ausführliche Untersuchung in Kapitel 5.3. Zu Beginn wird die Abdeckung des Funkortungssystems in Kapitel 5.3.1 untersucht. Dabei spielen Faktoren wie beispielsweise die Funkreichweite, Basisstationsposition und die Positionsberechnung eine Rolle. Für den Einsatz im Außenbereich wird eine angepasste Konfiguration der UWB-Kanalparameter erläutert. Im Anschluss wird eine Messkampagne zur Evaluierung der Auflösung des Funksystems durchgeführt, die im Kapitel 5.3.4 präsentiert wird. In Kapitel 5.3.2 wird die Transponderdichte des Systems untersucht. Bei einem RTLS wird implizit eine hohe Verfügbarkeit gefordert. Die Systemauslegung sieht somit vor, dass die Aktualität mindestens so hoch ist wie die Systemaktualisierungsrate. Dies wird im Abschnitt 5.3.3 untersucht. Final wird im Abschnitt 5.3.5 die Genauigkeit der Systeme betrachtet. Man unterscheidet zwischen zwei Zuständen bei der Berechnung. Zum einen gibt es den statischen Fall. Zum anderen gibt es den dynamischen Fall, bei dem sich ein Transponder mit einer Geschwindigkeit $v \neq 0$ im Raum bewegt.

5.1 Installation und Versuchsplanung

Bevor das vorgestellte UWB-Mehrkanal-LPS in einer realen Umgebung erprobt werden konnte, musste eine Aufbauplanung durchgeführt werden. Bisher waren die Messaufbauten in der Antennenmesskammer sowie im Labor überschaubar und konnten ohne großen Aufwand aufgebaut und angepasst werden. Für die Installation entlang des Straßenabschnitts, wie in Abbildung 5.2 gezeigt, ist die Auswahl an verfügbaren Montagepunkten begrenzt. Zusätzlich ist die Anbindung an ein Kommunikationsnetz und die zentrale Positionsberechnungseinheit zu lösen.

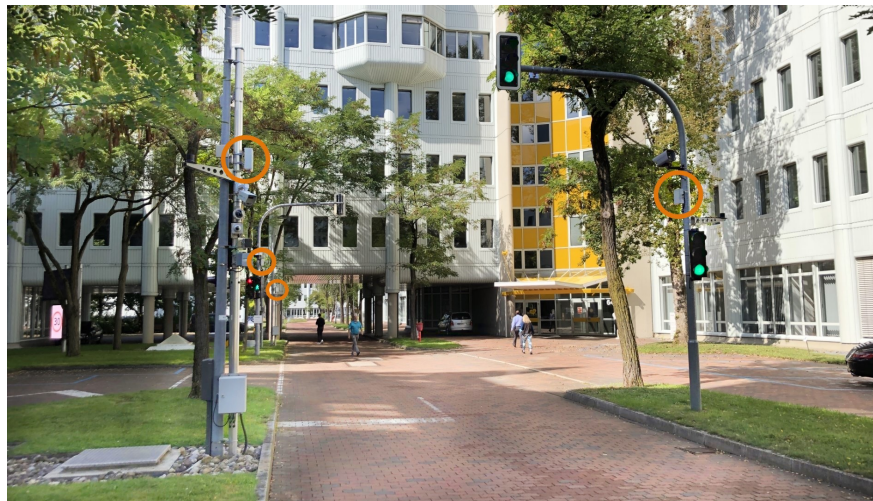


Abbildung 5.2: Testfeld für die Installation des Ortungssystems im Außenbereich auf dem Firmenstandort. Installierte Basisstationen sind mit einem orangenen Kreis markiert.

Zunächst wird die Umgebung erläutert, in der die Versuche durchgeführt wurden. Außerdem folgt eine Vorstellung der verwendeten Verfahren und Hilfsmittel zur Versuchsvorbereitung und Einmessung der Basisstationen. Im Anschluss gibt es eine Abschätzung über die erwartete Abdeckung des Ortungssystems.

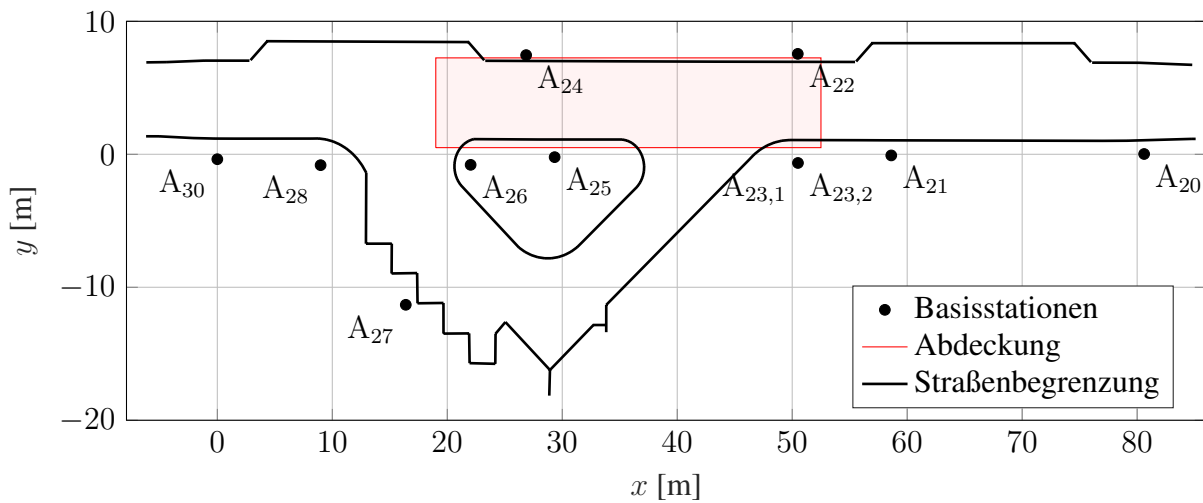


Abbildung 5.3: Schematische Darstellung der Teststrecke im gewählten lokalen Koordinatensystem.

5.1.1 Teststrecke

Zu Beginn dieser Arbeit wurde der Anwendungsfall, die Lokalisierung von Fahrzeugen in Bereichen ohne ausreichenden GPS-Empfang, für ein UWB-Ortungssystem vorgestellt. Wie bereits in Abbildung 5.1 gezeigt, lässt sich das automatisierte Testfahrzeug nicht mittels GPS zentimetergenau lokalisieren. Speziell die Fassade aus Metall verursacht Mehrwege-Reflexionen des Funksignals und verfälscht dadurch die Ermittlung der Position. Abhilfe verschafft hier ein LPS, wie das in dieser Arbeit untersuchte System.

Die Teststrecke liegt in einer Häuserschlucht, die rundum mit Bürogebäuden umgeben ist. In der Mitte befindet sich ein nachgestellter Kreuzungsbereich mit einem Ampelsystem. Entlang dieses Abschnitts befinden sich zehn Masten, die für eine mögliche Installation des UWB-Systems genutzt werden konnten. Für den Betrieb müssen für sämtliche Basisstationen eine Spannungsversorgung sowie eine Netzwerkinfrastruktur bereitgestellt werden. Eine schematische Übersicht der Teststrecke ist in Abbildung 5.3 gezeigt. Der Mast 25 ist dabei mittels Glasfaserleitung an ein lokales Entwicklungsnetzwerk angeschlossen. Die Masten 20 und 30 sind über eine WLAN-Verbindung in das Netzwerk integriert und die restlichen Masten sind mit einem kabelgebundenen Netzwerkanschluss ausgestattet. Für eine flexible Nutzung der Installation entlang der Teststrecke und eine möglichst weitläufige Systemabdeckung wurden sämtliche Masten mit mindestens einer UWB-Mehrkanalbasisstation ausgestattet.

Bei den Messungen auf der Teststrecke wurde eine mobile Sende- und Empfangseinheit verwendet, die auf dem Dach des Versuchsfahrzeuges befestigt war. Diese wurde für die Lokalisierung genutzt und verfügte über eine eingebaute IMU. Das Fahrzeug wurde bereits am Anfang dieser Arbeit in Abbildung 1.2a gezeigt. Um bei den statischen und dynamischen Messungen die Referenzposition zu bestimmen, kam ebenfalls ein Lichterkennungs- und Abstandsmessung (engl. Light Detection and Ranging) (LiDAR)-System zum Einsatz. In einem nachgelagerten Verarbeitungsschritt wurden

aus den aufgezeichneten Punktwolken die Objektpositionen entnommen. Aus diesen Messungen wurden eine Referenzposition der mobilen Sende- und Empfangseinheit ermittelt.

5.1.2 Analyse der Ankerpositionen

Für die Untersuchung der abgedeckten Bereiche wurde im Vorfeld eine Analyse durchgeführt und ein minimaler abzudeckender Bereich ausgewählt. Zur Orientierung ist in Abbildung 5.3 die Straßenbegrenzung als schwarze Linie dargestellt. Die Positionen sämtlicher Basisstationen sind mit einem schwarzen Punkt markiert. Für die Positionsberechnung mittels TDoA-Verfahren ist der minimale Abdeckungsbereich mit einem roten Rechteck gekennzeichnet. Es ist zu beachten, dass hierbei für die Berechnung einer Positionsinformation mindestens drei Stationen benötigt werden. Die zwei auf DoA-Information basierenden Verfahren benötigen dagegen nur eine Basisstation für die Berechnung der Position.

Nun mussten die Positionen der Basisstationen erfasst werden. Eine grobe Position der jeweiligen Masten wurden bereits mit Hilfe einer Karte der Teststrecke ermittelt. Diese Information hatte jedoch nicht die erforderliche Genauigkeit im Zentimeterbereich. Für eine präzise manuelle Einmessung der Basisstationen wurde ein Laserentfernungsmesser eingesetzt. Die gemessenen Positionen sind in Tabelle 5.1 aufgelistet. Es wurde ein lokales Koordinatensystem, mit dem Ursprung an der Bordsteinkante am Mast 30, aufgespannt. Die x -Achse wurde von Westen nach Osten entlang des Verlaufs der Bordsteinkante gelegt. Entsprechend verläuft die y -Achse nach Norden.

Für die Inbetriebnahme waren sechs Referenzpositionen auf der Straße markiert. Anschließend lief eine Person mit einem UWB-Transponder diese Punkte ab. Für die Lokalisierung des Transponders wurde das TDoA-Verfahren in Kombination mit dem Chan-Ho-Algorithmus verwendet. Der Verlauf der berechneten Positionen ist in Abbildung 5.4 gezeigt. Während der Verlauf der Position im Bereich zwischen 26 m und 34 m auf der x -Achse fehlerfrei aussieht, ist bei ca. 36 m ein Sprung im Verlauf zu erkennen. Danach ist der weitere Verlauf mit einer Verschiebung um ca. -1 m in y -Richtung zu beobachten.

Die Fehlerursache für diese systematischen Positionsabweichungen ist eine Abweichung zwischen der gemessenen und der wahren Position ein oder mehrerer Basisstationen. Um dieses Problem zu beheben, wurden sämtliche Basisstationspositionen erneut vermessen. Dieses Mal kam dafür ein LiDAR-System zum Einsatz. Es misst mittels eines Lasers die Richtungs- und Abstandsinformationen zu einer Vielzahl von Punkten um den Sensor. Aus diesen Informationen wurde ein dreidimensionales Abbild in Form einer Punktwolke der Umgebung erfasst. Mit Hilfe einer Reihe von Messungen an unterschiedlichen Positionen entlang der Teststrecke wurde so in einem nachgelagerten Verarbeitungsschritt aus den Einzeldaten ein kombinierter Datensatz erzeugt. Dadurch entstand das finale digitale Abbild der Teststrecke, wie in Abbildung 5.5 gezeigt und die genauen Positionen der Basisstationen wurde in einem lokalen Bezugssystem abgelesen. Anschließend erfolgte eine Festlegung der Referenz zur realen Teststrecke und ein zweiter Satz an Positionsinformationen für die jeweiligen Basisstationen lag vor. Dieser ist ebenfalls in Tabelle 5.1 gezeigt.

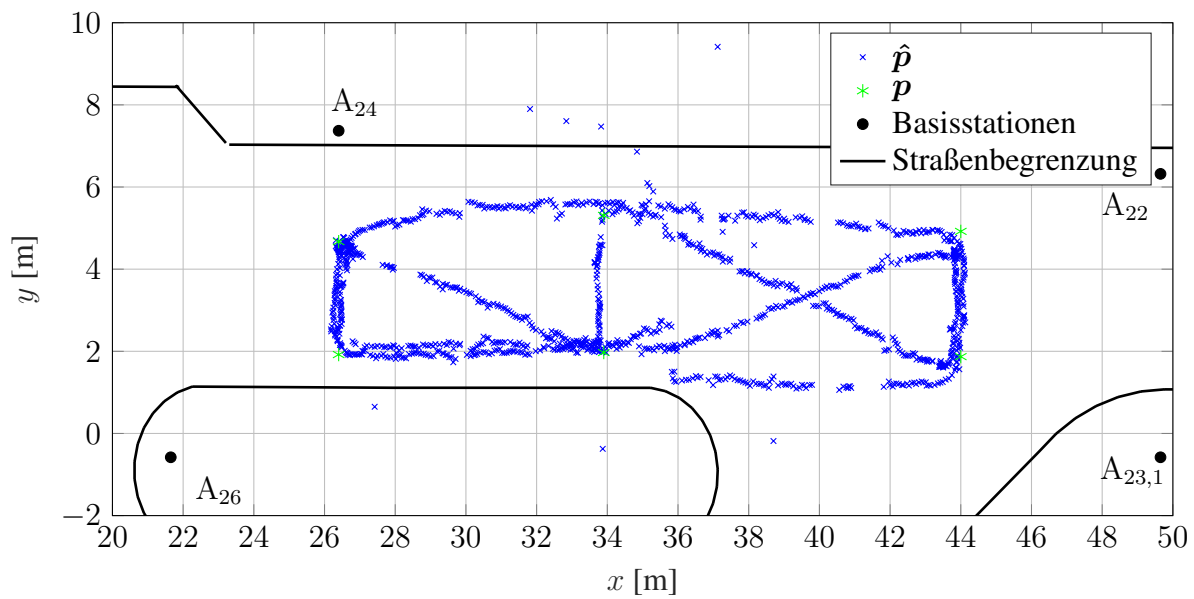


Abbildung 5.4: Messung des Positionsverlaufes eines Transponders entlang der Teststrecke. Eine fehlerhafte Position der Basisstation führte zu systematischen Fehlern bei der Positionsmessung im markierten Bereich.

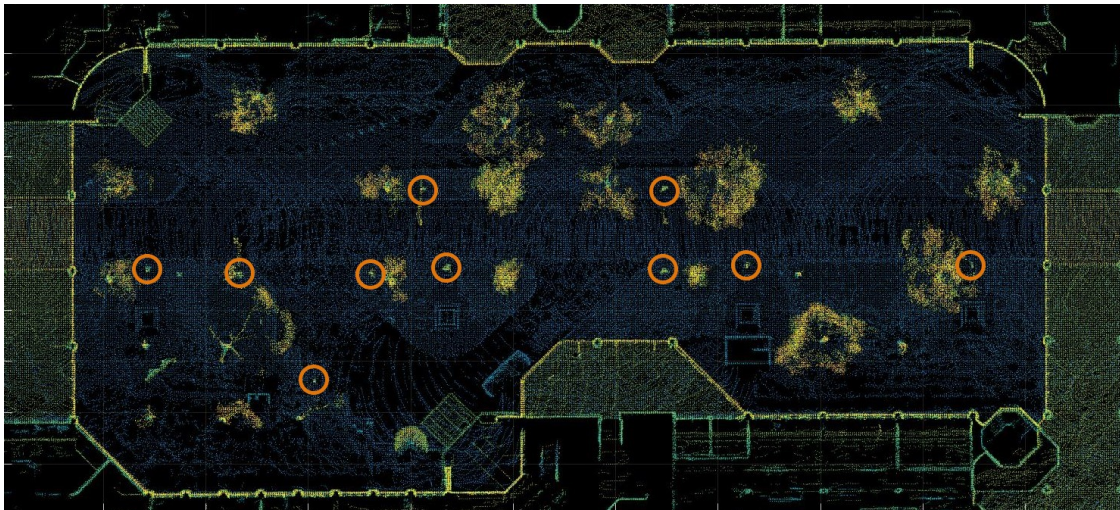


Abbildung 5.5: Digitale Karte des Versuchsbereiches generiert aus LiDAR-Messungen. Die Positionen der Masten in der Punktwolke sind orange eingekreist.

Tabelle 5.1: Positionen der 10 Basisstationen entlang der Teststrecke. Gegenüberstellung der erfassten Positionen mittels eines manuellen Messverfahrens und der automatisierten Einmessung mit einem LiDAR-System.

Basisstation	Position (Manuell)	Position (LiDAR)	Orientierung
20	(79,30 m/−0,35 m)	(80,61 m/0,02 m)	90°
21	(57,65 m/−0,40 m)	(58,62 m/−0,08 m)	90°
22	(49,65 m/6,95 m)	(50,48 m/7,55 m)	90°
23	(49,65 m/−0,95 m)	(50,49 m/−0,65 m)	270°
24	(28,79 m/−0,40 m)	(29,34 m/−0,22 m)	270°
25	(26,40 m/7 m)	(26,86 m/7,46 m)	270°
26	(21,65 m/−0,95 m)	(22,03 m/−0,79 m)	90°
27	(16,10 m/−11,40 m)	(16,39 m/−11,32 m)	45°
28	(8,80 m/−0,89 m)	(8,98 m/−0,82 m)	90°
30	(0 m/−0,37 m)	(0 m/−0,37 m)	90°

Mit dem zweiten Positionsdatensatz wurde die gleiche Messung erneut durchgeführt. Das Ergebnis ist in Abbildung 5.6 visualisiert. Diesmal waren kein Positionssprung bzw. keine Positionsabweichung bei der Messung zu beobachten.

Bei der Positionsbestimmung mittels Winkel-Distanz-Verfahren oder einseitiger Winkelpositionierung gibt es keinen relativen Einfluss, da nur ein einziger Bezugspunkt besteht. Ein globaler Positionsfehler tritt nur dann auf, sobald die Positionsinformation der Basisstation von der tatsächlichen Position abweicht oder ein Kalibrierungsfehler bei der Ausrichtung der Basisstation vorliegt. Dies wurde nicht beobachtet.

5.2 Einseitige Winkel Positionierung

In diesem Abschnitt wird ein neuartiges Verfahren zur Lokalisierung eines Gegenstandes vorgestellt. Für eine Ortung von Transpondern im Außenbereich ist das Verfahren mittels Richtungs- und Distanzinformation nicht geeignet. Das Senden von UWB-Nachrichten mit fest installierten Basisstationen ist nur eingeschränkt erlaubt. Daher wird ein Konzept vorgestellt, das allein auf Basis von Transpondernachrichten und Richtungsmessung die Position berechnen kann. Dieses Verfahren ist für den Anwendungsfall der Lokalisierung eines Fahrzeuges als Patent angemeldet, welches auch erteilt wurde [32]. Im Folgenden sind die Ergebnisse der Untersuchungen gezeigt, ob dieses Verfahren mit der hier vorstellten Mehrkanal-Basisstation umgesetzt werden konnte.

Das Konzept basiert auf zwei synchronisierten Transpondern auf der Seite des mobilen Gegenstandes und einer stationären Basisstation mit Winkelmessung. Der Vorteil ist, dass nur der mobile

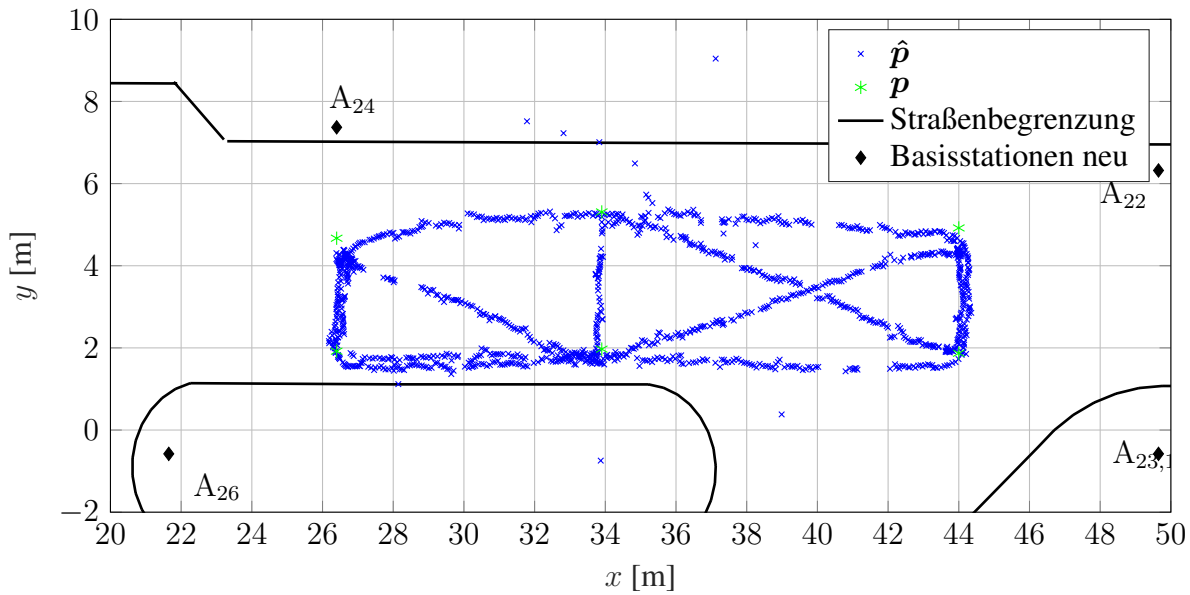


Abbildung 5.6: Messung des Positionsverlaufes eines Transponders entlang der Teststrecke. Durch die mittels LiDAR gemessenen Positionen konnten alle Fehler durch falsche Basisstationspositionen behoben werden.

Teilnehmer UWB-Nachrichten aussendet, während die Infrastruktur rein passiv agiert. Solch ein System eignet sich zum Beispiel ideal für die Positionierung eines Fahrzeuges entlang einer Straße oder in einem Kreuzungsbereich. Im Folgenden wird das Verfahren zuerst erläutert, mathematisch hergeleitet und anschließend mittels Simulation und Messungen untersucht.

Das Verfahren kann in fünf aufeinander folgende Schritte unterteilt werden:

1. Der Transponder T_1 sendet ein Funksignal aus.
2. Mit einer definierten Verzögerung τ_{dly} wird ein zweites Signal vom Transponder T_2 ausgesendet.
3. Beide Signale werden an der Basisstation empfangen.
4. Es werden die Winkel θ_1 und θ_2 sowie die Laufzeitdifferenz $t_{2,1}$ gemessen.
5. Die Position des Objektes wird ermittelt.

Für eine Veranschaulichung des Verfahrens sind in Abbildung 5.7 die Abfolge der UWB-Nachrichten sowie die geometrischen Zusammenhänge dargestellt.

Für die in Abbildung 5.7b gezeigte Geometrie gelten in den Dreiecken folgende Bedingungen:

$$\alpha + \beta + \gamma = 180^\circ \quad (5.1)$$

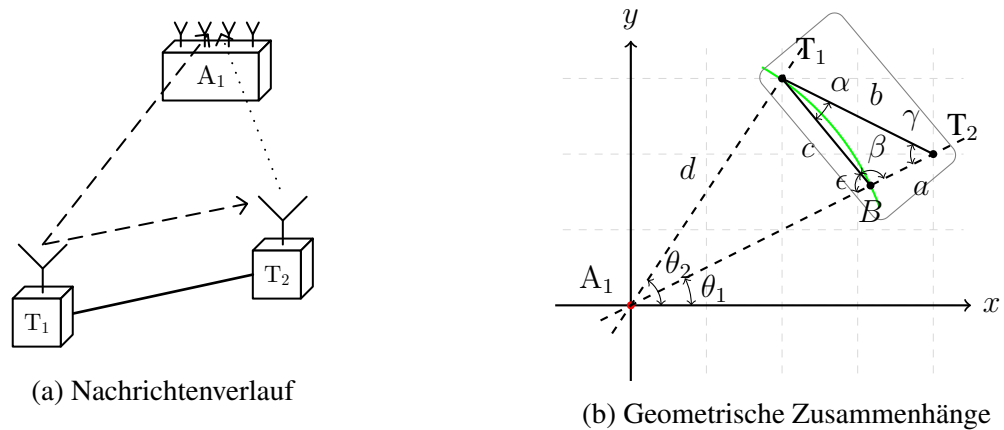


Abbildung 5.7: Darstellung des neuartigen Ortungsverfahrens mittels zwei synchronisierter Transponder. Zwei Transponder mit statischem Bezug senden in synchronisierten Abständen Signale aus. Eine Basisstation empfängt diese Nachrichten und erfasst die Richtungsinformation.

$$180^\circ = 90^\circ + \epsilon + \frac{\theta_2 - \theta_1}{2} \quad (5.2)$$

$$\epsilon + \beta = 180^\circ \quad (5.3)$$

Setzt man für ϵ in Gleichung 5.3 die Gleichung 5.2 ein, erhält man

$$\beta = 90^\circ + \frac{\theta_2 - \theta_1}{2}. \quad (5.4)$$

Anschließend erhält man durch Kombination des Sinussatzes und γ

$$\alpha = \sin^{-1}\left(\frac{a \sin(\beta)}{b}\right). \quad (5.5)$$

Mit Hilfe des Kosinussatzes und Gleichung 5.1 ergibt sich

$$c = \sqrt{a^2 + b^2 - 2ab \cos(180^\circ - \beta - \alpha)}. \quad (5.6)$$

Im letzten Schritt kann nun die Distanz d mit

$$d = \frac{c}{2 \cos\left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{2}\right)} \quad (5.7)$$

bestimmt werden. Eine Randbedingung ist, dass die Winkeldifferenz $\delta = \theta_2 - \theta_1$ nicht $\pm\pi$ annehmen darf.

An dieser Stelle wird bei dem hier vorgestellten Verfahren der Einfluss des Messrauschens, welches bei den Messgrößen Winkel und Laufzeitdifferenz auftreten kann, untersucht. In einem realen Szenario sind die Messgrößen θ_1, θ_2 sowie $t_{2,1}$ immer mit einem durch das Messsystem gegebenen Messfehler verfälscht. In Abbildung 5.8 sind der Verarbeitungsblock sowie eine schematische Ansicht zwei Transponder aus einem Fahrzeug gezeigt. Bevor das Verfahren im Labor untersucht wurde, fand eine theoretische Betrachtung statt.

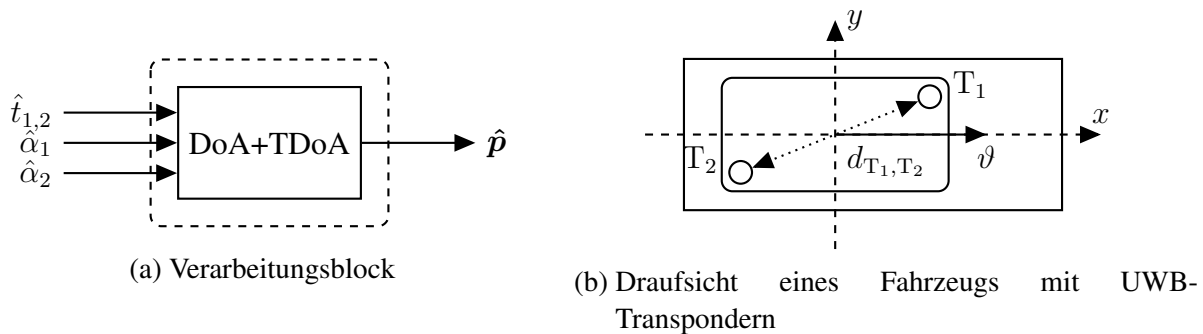


Abbildung 5.8: Der Verarbeitungsblock des Positionierungsverfahrens für die Berechnung auf Basis von zwei synchronisierten Transpondern.

In Abbildung 5.9 sind vier Darstellungen des mittleren Positionsfehlers bei unterschiedlichen Transponderorientierungen gezeigt. Die Orientierung ϑ bildet die relative Rotation zwischen den beiden Transpondern in Bezug auf den Mittelpunkt und das globale Koordinatensystem. Bei der hier durchgeführten idealen Simulation ist die Referenzposition der Transponder im Bezug zum Ursprung in Abbildung 5.8b $T_1 = [-1 \text{ m}; 0]$ und $T_2 = [1 \text{ m}; 0]$. Die wahre Position des Fahrzeuges bzw. des Transponderpaars wird nun entlang eines Rasters in 0,5 m Schritten in einem Intervall von $x \in [-10 \text{ m}; 10 \text{ m}]$ und $y \in [0,5 \text{ m}; 10,5 \text{ m}]$ iteriert. Die Farbskala zeigt den mittleren Positionsfehler $\bar{\rho}$. Hierbei ist ein Effekt zu beobachten, der einen deutlichen Positionsfehler entlang einer Geraden verursacht. Dies entsteht in dem Fall, dass beide Transponder gleich weit von der Basisstation entfernt sind.

Um den Zusammenhang zwischen der Position des zu ortenden Fahrzeugs, dessen Orientierung und der Position der Basisstation zu untersuchen, wird in Abbildung 5.10 der Positionsfehler dargestellt. Der mittlere Positionsfehler ist für den Bereich von $x \in [-15 \text{ m}; 15 \text{ m}]$ und $y \in [0,5 \text{ m}; 15,5 \text{ m}]$ berechnet und der Fehler kann anhand der Farbskala von 0 m bis 5 m abgelesen werden. Es ist zu erkennen, dass in einem kreisförmigen Bereich direkt vor der Basisstation der Fehler am niedrigsten ist. Je größer der Abstand d zwischen der Station und dem Transponder ist, desto größer wird der Fehler. Zusätzlich ist der Fehler für sehr große Winkel $\alpha \geq 70^\circ$ ebenfalls deutlich erhöht.

Für das neuartige Verfahren zur Bestimmung der Position mittels DoA- und TDoA-Information wurde zunächst ebenfalls eine Versuchsreihe im Labor durchgeführt, um es im Innenbereich zu

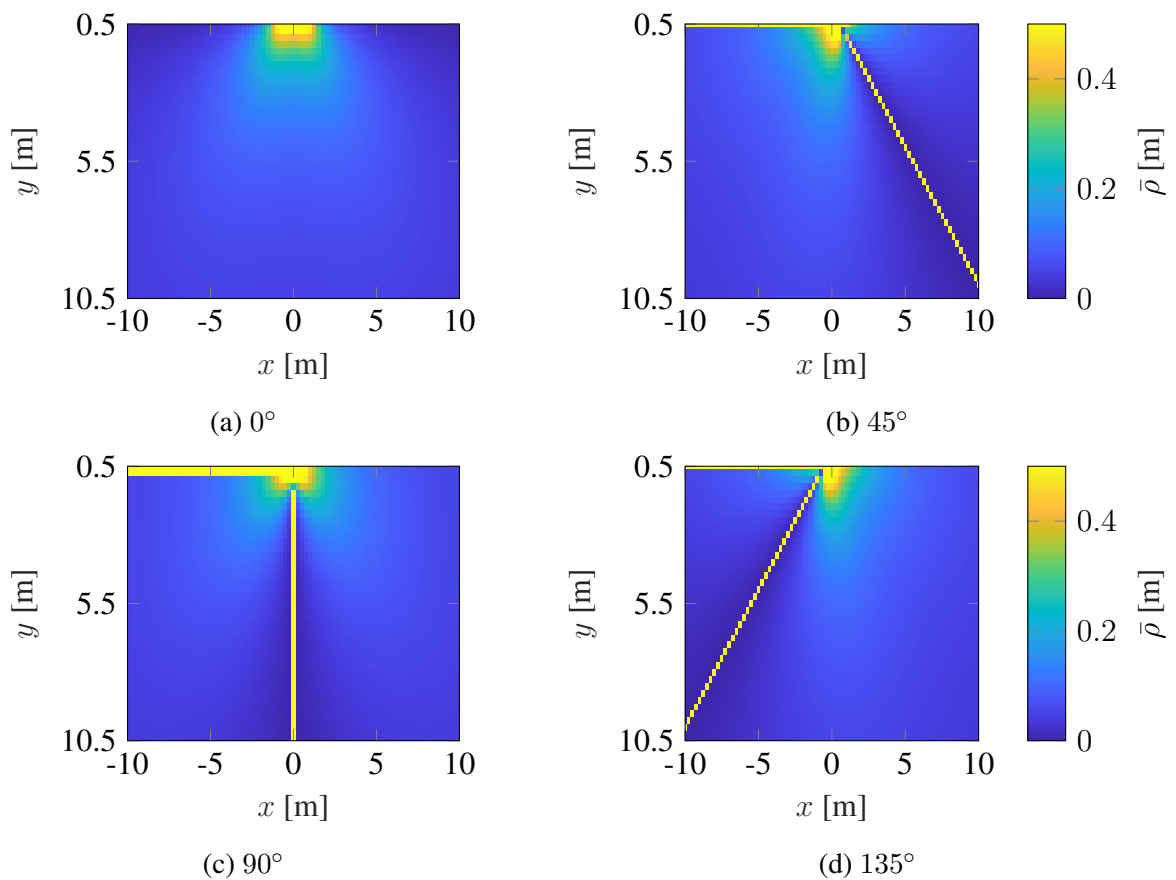


Abbildung 5.9: Ortsfehler im Raum für das Verfahren der einseitigen Winkelortung mit zwei synchronisierten Transpondern. Der Fehler wurde für vier verschiedene Transponderpaarorientierungen berechnet.

validieren. Hierbei wurde der gleiche Messaufbau verwendet wie für die Untersuchungen im Abschnitt 3.4.5. Die Orientierung ϑ der zwei Transponder ist dabei in die Richtung der Verfahrenschiene von p_{11} zu p_{12} ausgerichtet. In Abbildung 5.11 sind die Messergebnisse an sechs verschiedenen Orten im Raum gezeigt. Es ist zu beobachten, dass die gemessene Position \hat{p}_1 die kleinste Standardabweichung der sechs Messpunkte aufweist. Die Abweichung steigt mit zunehmender Entfernung zur Basisstation an.

5.3 Untersuchung der Systemanforderungen

Nachdem das UWB-Ortungssystem erfolgreich entlang der Teststrecke in Betrieb genommen wurde, richtete sich der Fokus nun auf die Untersuchung des Systems hinsichtlich der zu Beginn genannten Anforderungen.

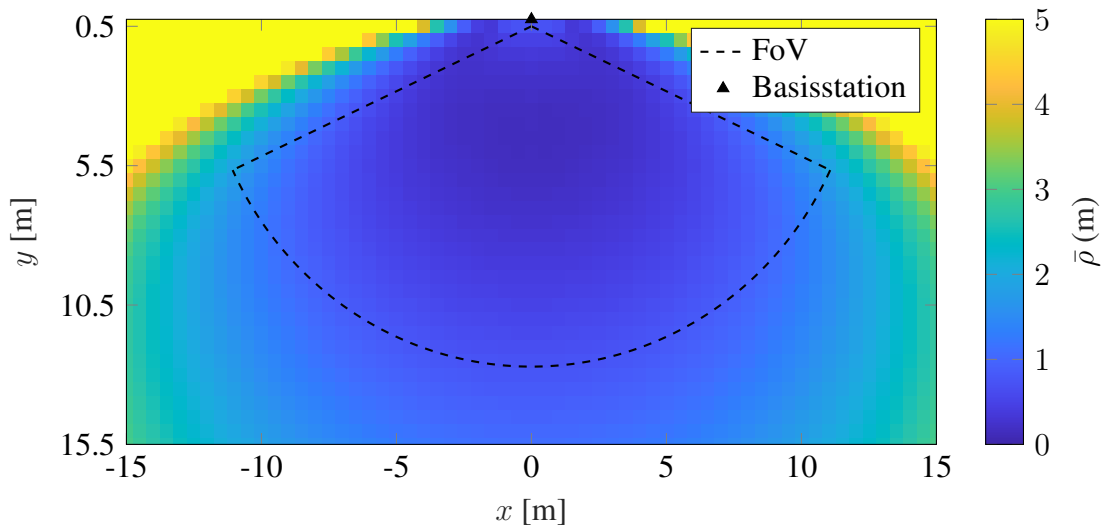


Abbildung 5.10: Positionsberechnung mit dem Verfahren der einseitigen Winkel-Positionierung. Gezeigt ist die mittlere Fehlerdistanz zwischen der tatsächlichen Transponderposition und 200 simulierten Messpunkten. Das Messrauschen ist mit einer Normalverteilung von $\sigma_{\text{tdoa}} = 0,05 \text{ m}$, $\sigma_{\theta_1} = 1,0^\circ$ und $\sigma_{\theta_2} = 1,0^\circ$ modelliert.

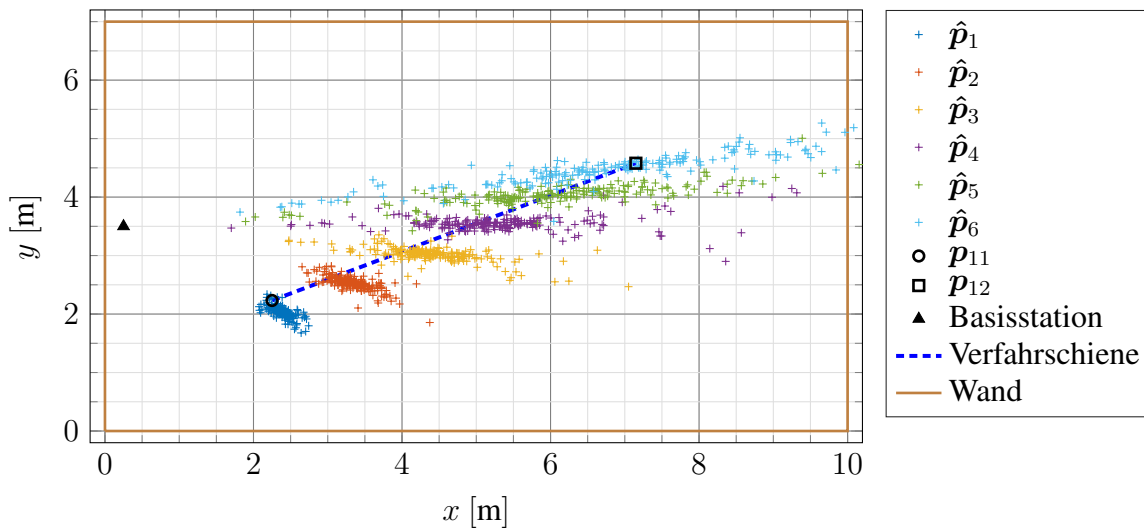


Abbildung 5.11: Messung der Position eines Transponders im Labor an sechs Punkten entlang einer Verfahrsschiene mittels Winkel- und TDoA-Verfahren.

5.3.1 Abdeckung

Eine theoretische Betrachtung der Systemabdeckung wurde bereits im Zuge der Installationsplanung durchgeführt und ist in Kapitel 5.1.2 erläutert. Es wurde sowohl für den TDoA- als auch den DoA-Ansatz ein Bereich festgelegt. Nun gilt es mit Hilfe einer Messreihe zu überprüfen, ob dies

zutritt. Dazu werden beide Verfahren ohne die Positionsschätzung für die Untersuchung verwendet.

Zunächst musste jedoch eine Anpassung der Sendeleistung durchgeführt werden. Für mobile UWB-Transponder an Fahrzeugen gibt es eine Einschränkung. Eine mittlere äquivalente isotrope Strahlungsleistung (engl. Equivalent Isotropically Radiated Power, EIRP) im Fahrzeuginnenraum darf laut den allgemeinen Regelungen durch das Europäische Institut für Telekommunikationsnormen (engl. European Telecommunications Standards Institute, ETSI) [18] $P_{Tx,max} = -41,3 \text{ dBm/MHz}$ betragen. Gleiches gilt auch für abgestrahlte Signale unterhalb des Horizonts bzw. $\alpha < 0^\circ$. Bei einer Abstrahlrichtung $\alpha \geq 0^\circ$ ist die maximale Sendeleistung von $P_{Tx,max} = -53,3 \text{ dBm/MHz}$ einzuhalten [19]. Bei einer Befestigung der Sende- und Empfangseinheit auf dem Dach eines Fahrzeuges und einer omnidirektionalen Abstrahlcharakteristik muss aus diesem Grund die Leistung im Vergleich zur Nutzung im Innenraum reduziert werden. Die neue Konfiguration der UWB-Kanalparameter ist in Tabelle 5.2 unter II gelistet.

Tabelle 5.2: Übersicht der für den Einsatz im Außenbereich angepassten Kanalparameter (II). Zum Vergleich sind die bisherigen Parameter unter I gelistet.

Parameter	Konfiguration I	Konfiguration II
P_{Tx}	$-41,3 \text{ dBm/MHz}$	$-51,3 \text{ dBm/MHz}$
Kanal	5	5
f_c	6,4896 GHz	6,4896 GHz
f_{bw}	499,2 MHz	499,2 MHz
f_{PRF}	64 MHz	16 MHz
n_P	128	1024
Präambelcode	9	3
PAC	8	16
R	$6,8 \text{ Mbit s}^{-1}$	850 kbit s^{-1}

Die reduzierte Sendeleistung P_{Tx} verringert die maximale Entfernung zwischen Sender und Empfänger. Die Ergebnisse der entsprechenden Messreihe sind in Tabelle 5.3 gelistet. Es ist deutlich, dass die reduzierte Sendeleistung die Funkreichweite reduziert. Um diesen Effekt zu erfassen, wurden drei Messungen aufgezeichnet. Zuerst wurde der Abstand zwischen zwei Transpondern mit der Kanalkonfiguration I aus Tabelle 5.2 durchgeführt. Anschließend wurde für die zweite Messung die Sendeleistung auf $P_{Tx,max} = -53,3 \text{ dBm/MHz}$ reduziert. Bei der dritten Messung wurde die Kanalkonfiguration II entsprechend den Empfehlungen aus [13] optimiert und in Tabelle 5.2 gelistet.

Anhand dieser Werte wird abgeleitet, dass das UWB-System bei einer Reichweite von bis zu 30 m problemlos funktioniert. Aus dieser Annahme ergeben sich die in Abbildung 5.12 gezeigten Abdeckungsgebiete sowohl für das TDoA-System als auch für die Systeme, die auf der Richtungs-messung basieren. Bei dem TDoA-Verfahren ergibt sich das rot markierte Rechteck. In Kapitel

2.3.5 ist der Winkelbereich von $\pm 65^\circ$ für die Basisstation mit ULA ermittelt. Zusammen mit der Reichweite ergibt sich das blau dargestellte Kreissegment.

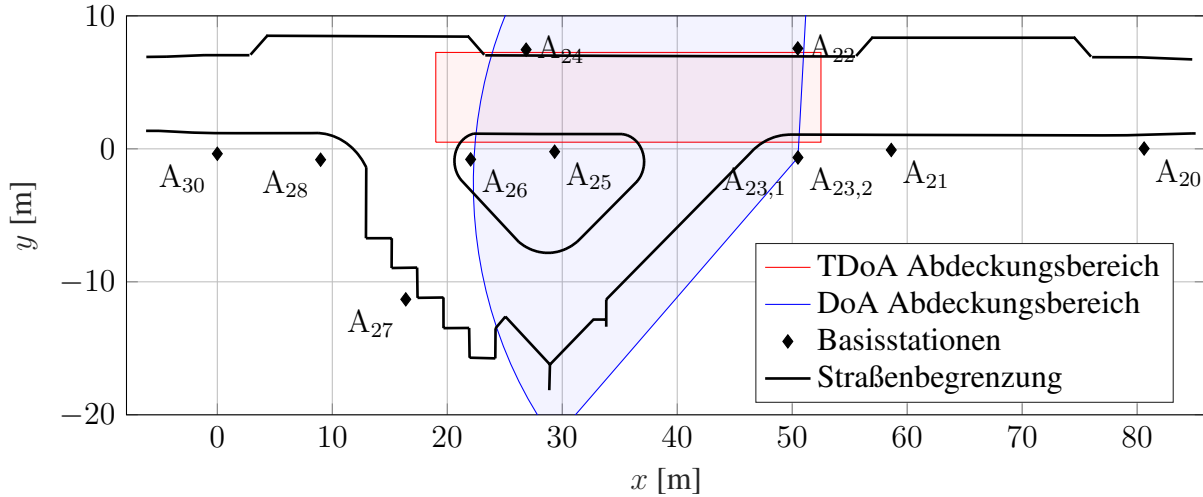


Abbildung 5.12: Aufbau des Lokalisierungssystems entlang der Teststrecke mit finalen Basisstationenpositionen und den erwarteten Abdeckungsbereichen.

5.3.2 Transponderdichte

Die Transponder-Senderate ist entsprechend des jeweiligen Anwendungsfalls zu wählen. Bei dem Anwendungsfall in dieser Arbeit kam eine Senderate von 10 Hz zum Einsatz. Mit dieser war es möglich den Bewegungsverlauf von Fahrzeugen mit ausreichenden Messpunkten zu erfassen. In dem vorgestellten Szenario auf der Teststrecke war eine maximale Geschwindigkeit von 15 km/h bzw. 4,17 m/s erlaubt. Daraus ergibt sich, dass auf einer zurückgelegten Distanz von 4,17 m eine Anzahl von 10 Positionswerten gemessen werden.

Wie im vorherigen Kapitel 5.3.1 erläutert, muss im Außenbereich die Leistung beim Aussenden reduziert werden. Aus diesem Grund sind eine längere Präambelzeit sowie eine niedrigere Datenrate gewählt. Wenn nun gleichzeitig eine hohe Messfrequenz erforderlich ist, muss ein Kompromiss aus den drei konkurrierenden Zielen gefunden werden.

Tabelle 5.3: Ergebnisse der Reichweitenuntersuchung bei verschiedenen Kanalkonfigurationen und unterschiedlichen Sendeleistungen für den Innen- sowie den Außenbereich.

Konfiguration	P_{Tx}	Max. Reichweite
I	-41,3 dBm/MHz	53,6 m
I	-53,3 dBm/MHz	37,1 m
II	-53,3 dBm/MHz	42,7 m

In der Tabelle 5.4 sind die zwei Konfigurationen für Innen- und Außenbereich gegenübergestellt. Der Wert n_{SFD} ergibt sich aus der Wahl der Datenrate von $6,8 \text{ Mbit s}^{-1}$ und der im Standard vorgegebenen Länge. Die Anzahl n_{C} ist abhängig von dem Chip-Time-Intervall und beträgt für $f_{\text{PRF}} = 64 \text{ MHz}$ einen Wert von 508 und $f_{\text{PRF}} = 16 \text{ MHz}$ einen Wert von 496. Bei dem SS-TWR wird eine Antwortnachricht für die Abstandsmessung benötigt. Diese Nachricht ist länger als die Standardnachricht mit $n_{\text{Data}} = 12$, da diese eine Anzahl von $n_{\text{Data}} = 16$ hat.

Tabelle 5.4: Übersicht der Kanalparameter und der resultierenden Nachrichtenlänge der UWB-Nachrichten für den Innen- (I) und Außenbereich (II).

Parameter	Konfiguration I	Konfiguration II
n_{C}	508	496
n_{P}	128	1024
n_{SFD}	8	8
R	$6,8 \text{ Mbit s}^{-1}$	850 kbit s^{-1}
n_{PHR}	19	19
n_{Data}	12 / 16	12 / 16
T_{UWB}	$155,31 \mu\text{s} / 160,02 \mu\text{s}$	$1160,68 \mu\text{s} / 1198,33 \mu\text{s}$

So ergibt sich bei einer Nutzung des Aloha-Verfahrens [1] mit einer Auslastung der Luftschnittstelle von 18 % eine maximale Anzahl von 155 Nachrichten pro Sekunde im Außenbereich, die von sämtlichen Transpondern im Abdeckungsbereich versendet werden können. Bei Verwendung des Winkel-Distanz- sowie dem Winkel-Laufzeitdifferenz-Verfahren ergibt sich eine Anzahl von 76 für die Anwendung im Außenbereich. Somit können bei der verwendeten Messfrequenz 15 bzw. 7-Fahrzeuge lokalisiert werden. In zukünftigen Untersuchungen kann ein engl. Time-Division Multiple Access (TDMA)-Verfahren evaluiert werden, bei dem eine deutlich höhere Kanalnutzung möglich ist.

5.3.3 Verfügbarkeit

Die Verfügbarkeit eines Lokalisierungssystems ergibt sich aus der Information über das Alter der Positionsinformationen. Diese wird gemessen aus der Zeitdifferenz zwischen dem Beginn des Mess- bzw. Positionierungsvorgangs und der resultierenden gemessenen Positionsinformation. Bei dem in dieser Arbeit vorgestellten System setzt sich dieser Zeitraum aus der Funkkommunikationszeit, der Verarbeitungszeit in einer Basisstation, der Positionsberechnungszeit und der Positionsschätzungszeit zusammen. Hinzu kommen Datenkommunikationszeiten zwischen den jeweiligen Verarbeitungsschritten. Diese Zeitspanne, auch als Latenz bezeichnet, kann unter Umständen bei bewegten Objekten zu einem Positionsfehler führen, wenn diese nicht berücksichtigt wird.

Obwohl der Einfluss der Signalausbreitung aufgrund der Ausbreitungsgeschwindigkeit eines UWB-Signals bei dieser Betrachtung vernachlässigbar klein ist, muss die UWB-Nachrichtendauer

mitberücksichtigt werden. Dies ist die Zeitspanne, in der eine Nachricht die Luftschnittstelle belegt. Die Berechnung dieser Zeitspanne wurde bereits im vorherigen Kapitel 3.4.3 vorgestellt. Gleichzeitig wird die Zeitspanne, die zwischen dem ersten und dem letzten Signalimpuls vergeht, zu den Verarbeitungszeiten der Firmware und der ROS-Verarbeitungskette addiert.

Im Vergleich zu den Messungen im Innenbereich tritt nun eine längere Dauer für die Messung auf, so dass die Dauer der UWB-Nachrichten gestiegen ist. Bei den beiden, auf der Richtungsmessung basierenden Verfahren gibt es einen Unterschied. Hier müssen die Daten nicht zentral gesammelt werden, sondern werden bis einschließlich zur Positionsberechnung direkt in der Basisstation verarbeitet. Bei der Kombination mit dem TWR-Verfahren muss jedoch noch die Dauer für den Messvorgang berücksichtigt werden. Ebenfalls bei der Kombination mit der Laufzeitdifferenz muss die Verzögerungszeit in Betracht gezogen werden.

Tabelle 5.5: Messung der mittleren Latenz der einzelnen Verarbeitungsschritte der drei Lokalisierungsverfahren.

	TDoA	DoA+TWR	DoA+TDoA
Funkmessung	1,26 ms	2,6 ms	2,52 ms
lokales Sortieren	2,7 ms	2,7 ms	2,7 ms
globales Sortieren	18,3 ms	-	-
Positionsberechnung	24,5 ms	31,2 ms	33,4 ms

Für die Erfassung der jeweiligen Zeitspanne τ wurde die NTP-Zeit mittels der ROS-Umgebung verwendet. Der Zeitstempel setzt sich aus zwei Zählern zusammen. Zum einen wird die Zeit auf Sekundenbasis gemessen und zum anderen für eine höhere Präzision gleichzeitig die Zeit im Nanosekundenbereich erfasst. Die Systemlatenz wurde auf einem Computer gemessen.

In Tabelle 5.5 sind die Ergebnisse der Latenzmessungen für die drei Verfahren gezeigt. Das initial ausgesendete Funksignal wird als Referenzstartzeitpunkt τ_0 erfasst. Der Zeitpunkt der berechneten Positionsinformation ist $\tau_{position}$.

5.3.4 Auflösung

In diesem Kapitel wird beschrieben, wie der minimale Abstand ermittelt wurde, der zwischen zwei Transpondern gegeben sein muss, damit deren Position eindeutig voneinander trennbar ist und es eine hohe Auflösung gewährleistet ist. Es gilt die Annahme, dass eine Standardabweichung bei 3σ , dies entspricht $\pm 99,73\%$, als trennbar angesehen werden kann. Hierzu wurden mehrere Messungen in der in Abbildung 5.12 rot bzw. blau markierten Fläche durchgeführt.

In Abbildung 5.13 sind die Ergebnisse einer statischen Positionsmessung gezeigt, die auf dem Testfeld durchgeführt wurde. Hierbei wurde das TDoA-Mehrkanalsystem für die Positionierung

eingesetzt. An 38 Punkten mit jeweils 1,0 m Abstand entlang des Straßenrandes wurden 500 Messwerte erfasst. Es ist zu erkennen, dass die absolute Abweichung sowie die Standardabweichung der einzelnen Messungen entlang der Straße nicht konstant sind.

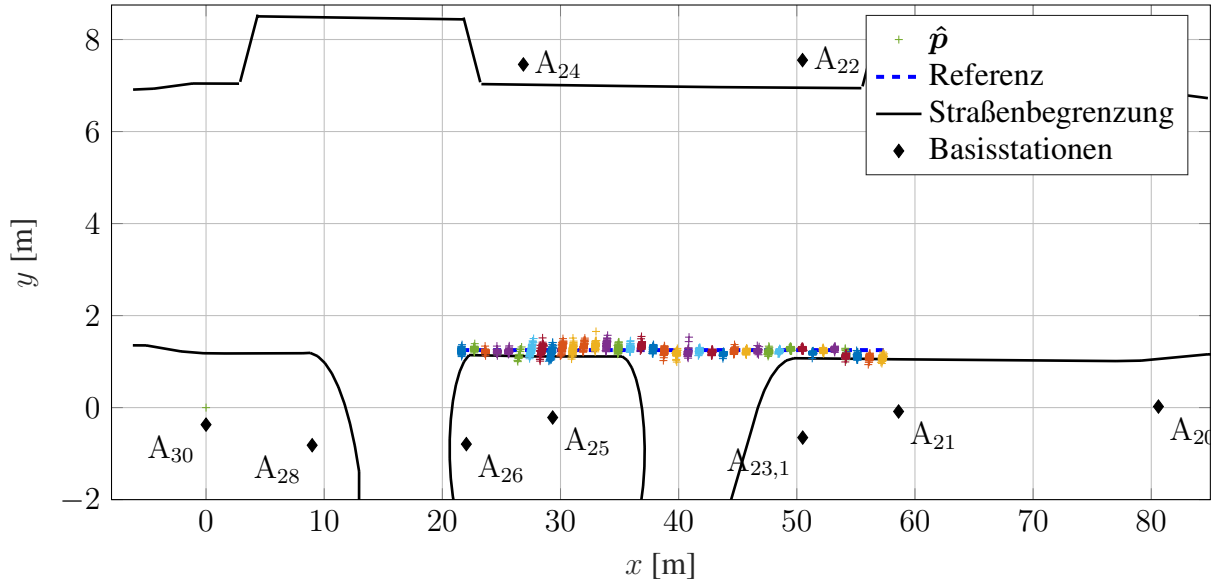


Abbildung 5.13: Statische Messung mit 38 Positionen entlang der Versuchsstrecke.

Eine statistische Auswertung des Datensatzes ist in Abbildung 5.14 gezeigt. Es sind der Median der absoluten Abweichung zur tatsächlichen Position in Abbildung 5.14a sowie der Median der Standardabweichung aller Messpunkte mit einer roten horizontalen Linie in Abbildung 5.14b visualisiert. Der Wert der Positionsabweichung beträgt $-0,211$ m in x -Richtung und $-0,232$ m in y -Richtung. Der Median der Standardabweichung ist $-0,0295$ m in x -Richtung und $-0,0439$ m in y -Richtung. Es ergibt sich somit eine Eindeutigkeit bei der Annahme von einer $\pm 3\sigma$ Grenze bei der Ortsauflösung von ± 9 cm in x -Richtung und $\pm 13,17$ cm in y -Richtung.

Für die zwei Verfahren, die die Richtungsmessung nutzen, wird ebenfalls eine Untersuchung der Ortsauflösung gezeigt. Es wurde jeweils entlang der Straße eine Messung an elf Positionen durchgeführt. Die Basisstation für die Richtungsmessung war an der Position $A_{23,2}$ aufgestellt. In Abbildung 5.15 ist das Ergebnis für das Verfahren aus Kapitel 3.4.5 mit Richtungs- und Abstandsinformation dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die einzelnen Messungen in x -Richtung eindeutig trennbar sind. Anders als bei der Messung mit dem TDoA-Verfahren ist hier jedoch in y -Richtung eine gravierende Streuung der Positionsmessung zu beobachten.

Für das Verfahren mittels Richtung und Laufzeitdifferenz aus Kapitel 5.2 ist das Ergebnis der Messreihe in Abbildung 5.16 dargestellt. Bei den Messungen an den Punkten \hat{p}_9 , \hat{p}_{10} und \hat{p}_{11} ist eine räumliche Trennung der Punktwolken möglich. Bei weiteren Messungen nahm die Streuung so stark zu, dass die Position nicht mehr eindeutig erkennbar war.

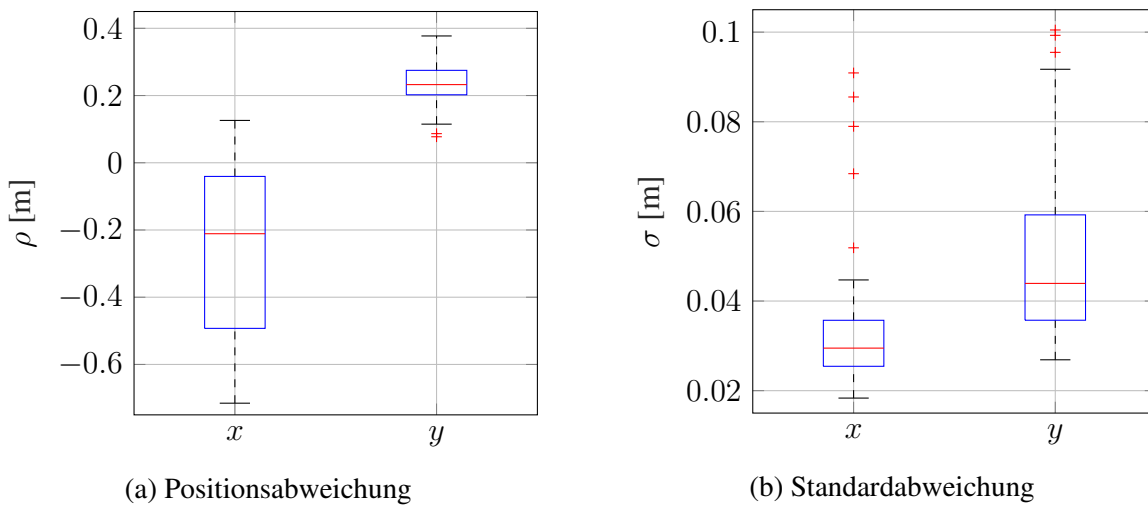


Abbildung 5.14: Darstellung der Positionsabweichung und der Standardabweichung entlang einer Geraden mit 38 Messpunkten. Die Messung wurde mit dem TDoA-Verfahren durchgeführt.

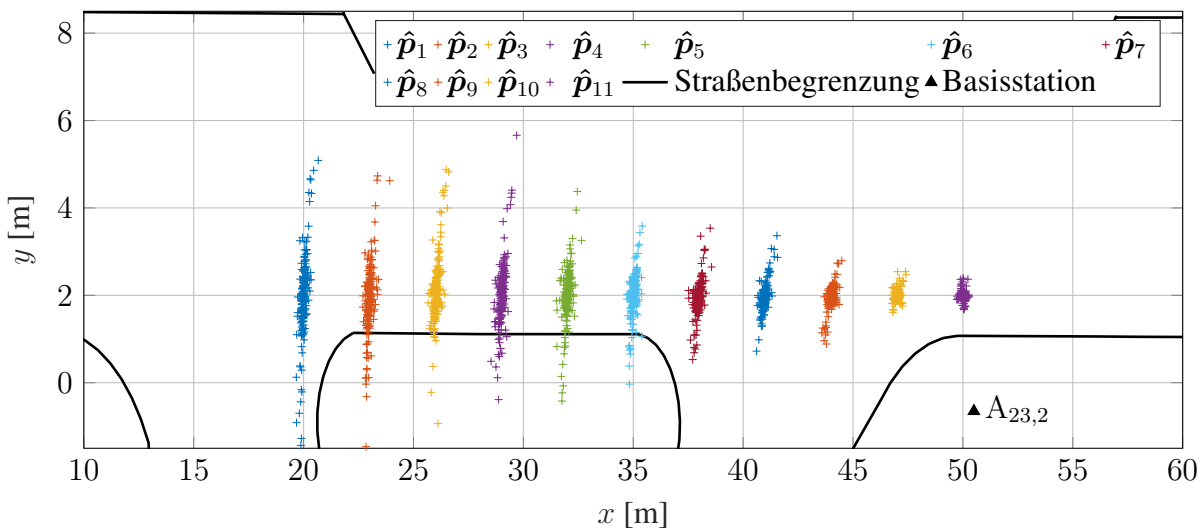


Abbildung 5.15: Positionsberechnung auf der Teststrecke mittels DoA- und Distanzverfahren an 11 Referenzpositionen \hat{p} .

5.3.5 Genauigkeit

In diesem Abschnitt werden die Ergebnisse der Positionsberechnung und Positionsschätzung der jeweiligen Ortungsverfahren in dem Einsatzszenario für ein Fahrzeug im Außenbereich vorgestellt. Hierbei wurde zum einen die Ermittlung einer Position mittels eines TDoA-Verfahrens und zum anderen die Lokalisierung mit Distanz- und Winkelinformation sowie Laufzeitdifferenz- und Winkelinformation untersucht. Des Weiteren wurde der Einfluss von NLOS-Situationen auf die Ortungsgenauigkeit der genannten Verfahren analysiert.

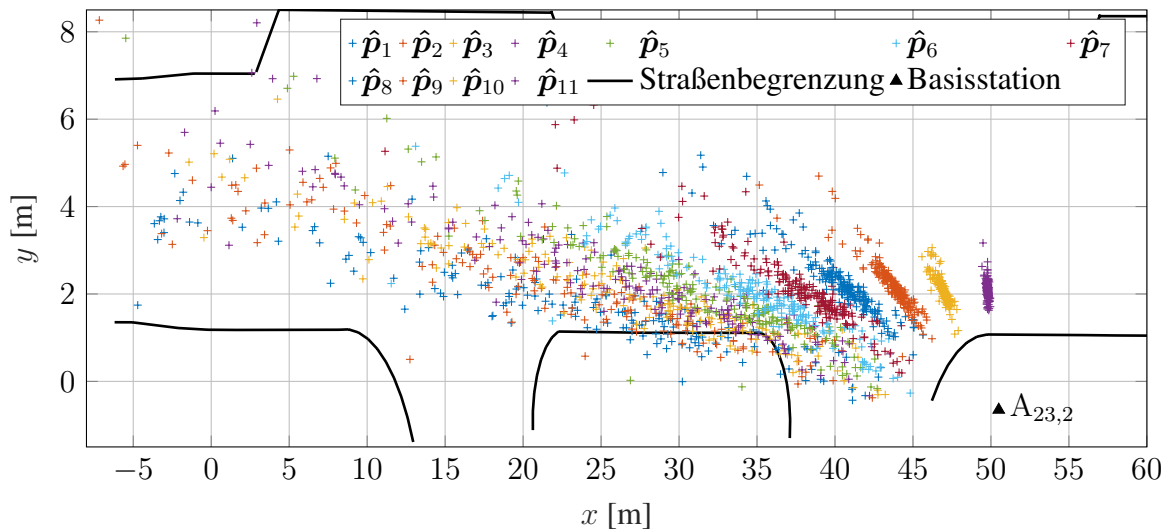


Abbildung 5.16: Positionsbestimmung auf der Teststrecke mittels DoA- und Laufzeitdifferenzverfahren an 11 Referenzpositionen \hat{p} .

Im Folgenden wurde das TDoA-Verfahren auf dem Testfeld entlang des Straßenabschnitts untersucht. Hierfür wurde das in Abbildung 1.2a gezeigte Versuchsfahrzeug verwendet. Das Fahrzeug startete für diese Versuchsreihe an der Position $p = [-10 \text{ m}; 3 \text{ m}]$. Es beschleunigte bis zu Beginn des Abdeckungsgebietes, in Abbildung 5.3 rot markierten, auf $4,17 \text{ m/s}$, fuhr mit konstanter Geschwindigkeit durch den Bereich und kam danach wieder zum Stillstand. In Abbildung 5.17 ist das Positionsergebnis und das Ergebnis der kombinierten Positionsschätzung der Messfahrt gezeigt. Der tatsächliche Verlauf des Fahrzeugs ist mit einer lilafarbenen Linie gekennzeichnet. Es ist zu erkennen, dass die Positionsabweichung im Zentimeterbereich liegt und im Abdeckungsgebiet konstant ist.

Bei der Ortung mit dem Distanz-Winkel-Verfahren kommt es ähnlich wie bei dem TDoA-Verfahren zu Einschränkungen bezüglich des spezifizierten Ortungsbereichs. Dieser Bereich kann bei dem Verfahren für eine Basisstation angegeben werden und entspricht theoretisch einer Fläche bzw. einem Kreissegment mit einem Öffnungswinkel von $\pm 65^\circ$ und einer Entfernung, die mit der maximalen TWR-Abstandsmessung übereinstimmt. Um die Einflüsse der Messfehler von Winkel- und Distanzinformationen auf die Position in einer realen Umgebung zu untersuchen, wurde eine Messung durchgeführt. In Abbildung 5.18 ist das Ergebnis dieser Messung gezeigt. Wie bereits bei der TDoA-Messung fuhr das Versuchsfahrzeug die gleiche Strecke ab. Aus den Ergebnissen wird deutlich, dass der Winkelfehler bei weiteren Entfernungen deutliche Positionsfehler verursacht. Je geringer der Abstand zwischen Fahrzeug und Basisstation, desto geringer ist die Streuung der Positionsinformation im Verhältnis zum wahren Fahrtverlauf.

Das neuartige Verfahren, das in Kapitel 5.2 vorgestellt wurde, ermöglicht auch die Berechnung einer zweidimensionalen Position. Mit einem Versuch auf der Teststrecke wurde die Machbarkeit im realen Umfeld erprobt. Hierzu wurde das Versuchsfahrzeug mit zwei synchronisierten Transpondern mit einem Abstand von $d = 2,12 \text{ m}$ diagonal auf dem Dach ausgestattet. Der Transponder T_1

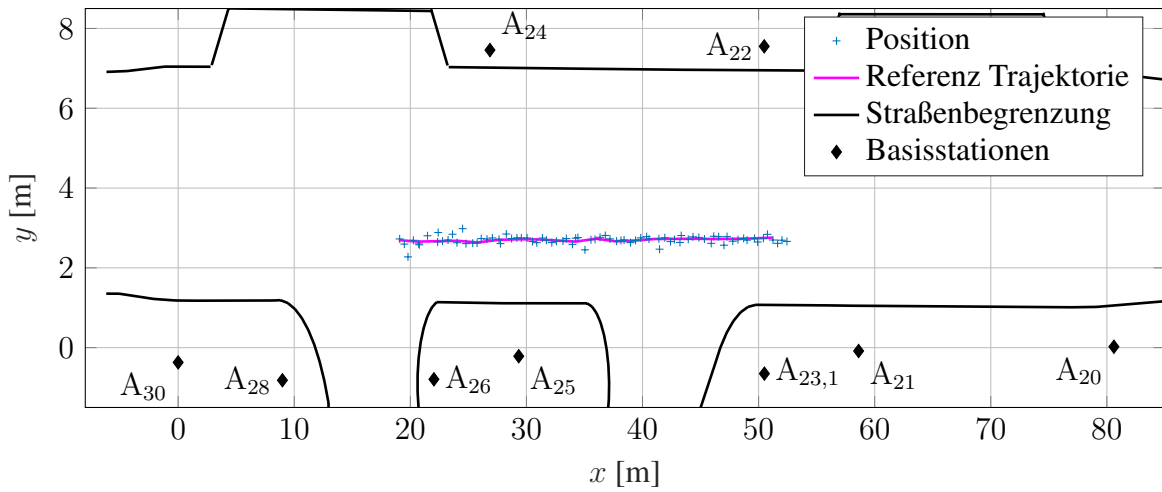


Abbildung 5.17: Dynamische Messung mit dem Versuchsfahrzeug auf der Teststrecke mittels TDoA-Verfahren.

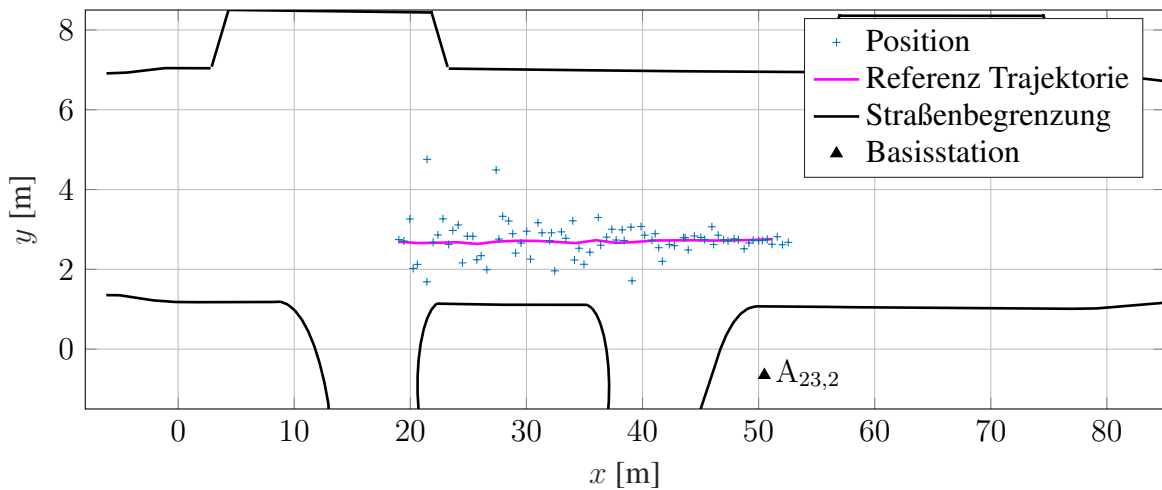


Abbildung 5.18: Ergebnis der Positionsschätzung, basierend auf dem Verfahren mittels Distanz- und Winkelinformation auf der Teststrecke.

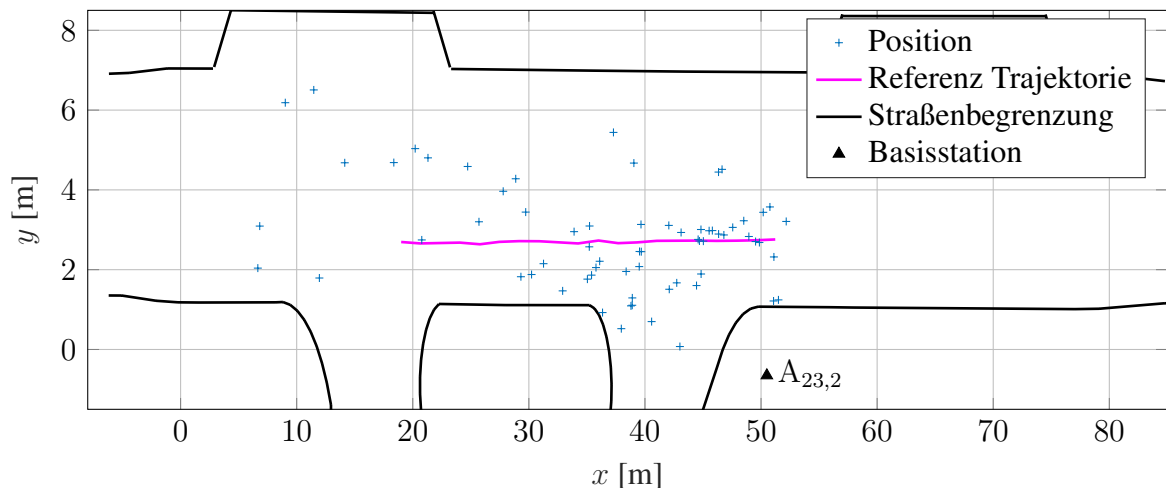


Abbildung 5.19: Ergebnis der Positionsschätzung, basierend auf dem Verfahren mittels Laufzeitdifferenz- und Winkelinformation auf der Teststrecke.

sendete hier eine UWB-Nachricht aus. Der Transponder T_2 empfängt diese und sendete eine weitere Nachricht mit einer bekannten Verzögerung τ . Die Basisstation empfing beide Nachrichten und berechnete die Position, wie in Kapitel 5.2 nachzuvollziehen.

Die Untersuchungen dieses Ansatzes, in Abbildung 5.19 gezeigt, waren mit der vorgestellten Basisstation sowie den integrierten Transpondern im Fahrzeug nicht erfolgreich. Zwei Faktoren sind bei diesem Verfahren von großer Bedeutung. Zum einen ist die Messgenauigkeit der Winkelinformation für die Positionsgenauigkeit wichtig. Je besser diese ist, umso kleiner die Fehlerfortpflanzung. Ähnlich wie bei dem Winkel-Distanz-Verfahren spielt der Winkelmessfehler bei größeren Distanzen eine ausschlaggebende Rolle. Dies ist ein Effekt, der die erhöhte Ungenauigkeit bei Entfernungen über 20,0 m von $A_{23,2}$ erklärt. Hinzu kommen bei dem neuartigen Verfahren die Messgenauigkeit bei der Laufzeitdifferenz sowie die Messfehler bei dem verzögerten Senden der zweiten UWB-Nachricht.

In diesem Abschnitt wurden die Ergebnisse der Versuchsreihen in realer Umgebung der drei implementierten Positionsberechnungsverfahren vorgestellt. Speziell bei der Lokalisierung mit zwei synchronen Transpondern mittels Laufzeitdifferenz und Winkelinformation in einer realen Umgebung wurde gezeigt, dass es mit diesem System zu sehr großen Messfehlern kommt und eine eindeutige Lokalisierung nicht möglich ist. Der Messfehler wurde dabei primär von der verzögerten Nachrichtenaussendung, die für die Laufzeitdifferenz benötigt wird, sowie den fehlerintoleranten mathematischen Zusammenhängen hervorgerufen.

6 Fazit

In dieser Arbeit wurde ein mehrkanaliges UWB-Lokalisierungssystem vorgestellt. Zu Beginn wurden die fünf Anforderungen Verfügbarkeit, Genauigkeit, Auflösung, Abdeckung und Transponderdichte erläutert, hinsichtlich derer das System untersucht wurde. Dabei war das Ziel zu ermitteln, ob eine mehrkanalige Basisstation einen Mehrwert gegenüber einkanaligen Lösungen bietet. Speziell wurde hier untersucht, ob eine Richtungsmessung möglich ist und welche Vorteile diese bei Anwendungsszenarien im Innen- und Außenbereich bietet.

Im ersten Schritt wurde die Machbarkeit des Mehrkanalkonzepts bei UWB überprüft. Dafür wurde ein eigens konzipierter Versuchsaufbau benötigt. Es wurde ein Funkchip ausgewählt und ein eigenes Funkmodul entwickelt. Mit Hilfe dieses Aufbaus wurden drei Messverfahren zur Messung der Abstands-, der Ankunftszeitdifferenz- und der Richtungsinformation umgesetzt. Alle drei nutzen bei Empfangen von UWB-Nachrichten mehrere Empfangsmodule. Es wurde gezeigt, dass das Mehrkanalverfahren zur Reduzierung des Rauschens beim Empfangszeitpunkt führt. Dies wirkt sich vorteilhaft auf die Abstands- und die Ankunftszeitdifferenzmessung aus. Gleichzeitig konnte eine Richtungsmessung mit einer Eindeutigkeit von $\pm 1^\circ$ mittels eines kombinierten Verfahrens aus Messung des Empfangszeitpunktes und der komplexen CIR umgesetzt werden.

Im zweiten Schritt wurde eine Mehrkanal-Basisstation entwickelt. Diese baute auf den Erkenntnissen aus dem vorherigen Schritt auf und ermöglichte die Nutzung der Messverfahren zusammen mit den entsprechenden Lokalisierungsverfahren zur Positionsbestimmung. Es wurden zwei Positionsberechnungsverfahren vorgestellt. Basierend auf einer TDoA-Messung, ermöglichte der Chan-Ho Ansatz eine Berechnung der Position. Der zweite Ansatz nutzte eine kombinierte Winkel-Distanzmessung, um eine zweidimensionale Position zu berechnen. Beide Verfahren wurden in einer Laborumgebung erprobt. Das TDoA-Verfahren hat eine Positionsgenauigkeit von 0,073 m. Das auf der Richtungsmessung aufbauenden Verfahren weist eine entfernungsabhängige Positionsgenauigkeit auf. Im Idealfall liegt diese bei 0,28 m und steigt je nach Entfernung kontinuierlich an. Beide Verfahren erfüllen die eingangs vorgestellten Anforderungen.

Im dritten Schritt wurde ein Verfahren vorgestellt, das bei kurzzeitig fehlender Positionsinformationen oder NLOS-Situationen das Ortungsergebnis verbessern sollte. Hierzu wurde eine Kombination aus Beschleunigungsmessung und Positionsprädiktion benutzt. Die Beschleunigung des Transponders wurde mittels einer IMU gemessen und mit einem AHRS-Algorithmus in eine gravitationsfreie Zustandsinformation transformiert. Für die Prädiktion wurde ein Kalman-Filter verwendet, dass die Positionsinformation als Messbeobachtung und die Beschleunigung als Steuervektor nutzte. Die Kombination dieser beiden Informationen wurde ebenfalls auf Systemebene in der Laborumgebung untersucht. Die Positionsgenauigkeit ist im Durchschnitt um 10 % verbessert

worden. Zusätzlich war es möglich, kurzzeitig fehlende Positionsinformationen zu kompensieren, da die Prädiktion zusammen mit der Beschleunigungsinformation robuste Daten lieferte.

Im vierten und letzten Schritt wurde die Systemlösung in einer realen Umgebung im Außenbereich erprobt. Hierbei wurde das System zuerst entlang einer Teststrecke installiert und in Betrieb genommen. Anschließend wurden Messreihen mit dem TDoA-Verfahren und der Richtungsmessung zur Lokalisierung durchgeführt.

Das TDoA-Verfahren ermöglicht im Abdeckungsbereich eine ortsunabhängige Standardabweichung, die im Subdezimeter Bereich liegt. Eine Einschränkung ist jedoch die Realisierung der Synchronisation. Während eine funkbasierte Synchronisation im Innenbereich aufgrund geringerer Installations- und Systemaufwände vorteilhaft ist, gibt es im Außenbereich Einschränkungen hinsichtlich des Sendens von UWB-Nachrichten von fest installierten Basisstationen. Für den abzudeckenden Bereich wurden mindestens drei Basisstationen benötigt.

Lokalisierungsverfahren, die auf der Richtungsmessung aufbauen, bieten einen zentralen Vorteil gegenüber dem TDoA-Verfahren. Es ist möglich, mit einer einzigen Basisstation bereits eine Position zu ermitteln. Somit ist der Installationsaufwand geringer. Es ist jedoch zu beachten, dass das Verfahren mittels Winkel-Distanz-Messung nicht mit einer festen Installation genutzt werden kann, da die TWR-Messung eine Nachricht aus der Infrastruktur an den mobilen Transponder sendet. Aus diesem Grund wurde eine alternative Möglichkeit gesucht, die basierend auf der Richtungsinformation eine Positionsberechnung ermöglicht. Der dritte Ansatz ist ein neuartiges Verfahren, dass mittels zwei synchronisierter Transponder eine Kombination aus Richtungs- und Laufzeitdifferenzinformation zur Positionsberechnung nutzt. Das Verfahren wurde zum Patent angemeldet und es wurde ein Schutzrecht erteilt. Allein dieses Verfahren kann dauerhaft entsprechend der ETSI-Vorgaben funkzulassungskonform genutzt werden. Die Anforderungen hinsichtlich Abdeckung, Transponderdichte sowie Verfügbarkeit werden hierbei erfüllt. Bei Entfernungen kürzer als 2,5 m ist die Auflösung für den Anwendungsfall ausreichend. Bei größeren Entfernungen zwischen Transponder und Basisstation ergab sich jedoch, dass im Innen- und Außenbereich eine nicht ausreichende Ortungsgenauigkeit mit einem Fehler von mehreren Metern festgestellt und die Auflösung nicht erreicht wurde.

Rückblickend auf die Ergebnisse dieser Arbeit ist festzuhalten, dass eine mehrkanalige UWB-Empfangseinheit erfolgreich entwickelt und erprobt wurde. Hierbei kamen rein kommerziell verfügbare und integrierte Komponenten zum Einsatz. Der UWB-Funkchip, der DW1000, und die Synchronisationsschaltung waren zentrale Bestandteile. Aufbauend auf der mehrkanaligen Empfangseinheit wurde die Richtungsmessung mittels mehrerer synchronisierter Funkmodule erfolgreich umgesetzt. Darauf aufbauend wurde die Planung, die Entwicklung sowie die Integration einer UWB-Basisstation mit vier synchronisierten Funkmodulen durchgeführt. Des Weiteren ist die diesbezügliche Anmeldung und Bewilligung eines Patentes zur passiven infrastrukturseitigen Positionsberechnung mittels UWB hervorzuheben [32]. Dies ist erforderlich, um eine Lokalisierung im Außenbereich mit den regulatorischen Limitierungen des Sendens aus der Infrastruktur zu ermöglichen. Außerdem wurde das System mit einem Verfahren zur Fusionierung von Positions- und IMU-Informationen erweitert und im realen Umfeld entlang einer Teststrecke erprobt.

Die UWB-Technologie zeigt weiterhin großes Potential in einer Vielzahl von Anwendungen wie beispielsweise in der Industrie oder dem Automobilumfeld. Zukünftige Forschung kann sich mit einer Weiterentwicklung der Richtungsmessung befassen. Hierbei können alternative Funk-ICs untersucht und entwickelt werden, mit denen eine höhere Winkelauflösung erreicht werden kann. Außerdem besteht das Themenfeld der Antennenentwicklung. So kann ein speziell ausgelegtes UWB-Antennenarrays die Richtungsmessung verbessern. Die Untersuchungen haben gezeigt, dass für eine präzise Lokalisierung im Zentimeterbereich eine Winkelauflösung deutlich unter 1° benötigt wird. Dies ist erforderlich speziell bei Entfernungen über 10 m, die vor allem im Außenbereich auftreten.

Auf Systemebene gibt es weitere Aspekte, die die zukünftige Nutzung von UWB-Ortungssystemen voranbringen können. Zum einen kann eine Optimierung und Automatisierung des Verfahrens zur Einmessung und Inbetriebnahme der Basisstationen die Nutzung vereinfachen. Zum anderen, vor allem bei Anwendungen im Industrie- und Bahnumfeld, ist eine Abdeckung des Ortungssystem auf dem gesamten Werksgelände von Nutzen. Die momentane Limitierung der Technologie im Außenbereich muss überwunden werden, um eine einheitliche Lösung für Kunden zu bieten. Dies könnte durch eine kabelgebundene Synchronisation für die TDoA-Messung im Außenbereich gelöst werden.

Die Systemüberwachung kann ebenfalls weiter untersucht werden. Ein vertrauenswürdiger Qualitätsindikator für die Positionsinformation kann einen Mehrwert bringen, wozu ebenfalls die Erkennung von NLOS-Situationen mittels CIR-Auswertung beitragen kann. Es existieren bereits Untersuchungen für die Erkennung und eine gleichzeitige Lokalisierung „Convolutional Neural Networks“ zu verwenden [60].

Speziell bei der Anwendung der Steuerung von automatisierten AGVs oder Fahrzeugen ist eine zuverlässige und fehlersichere Positionsinformation erforderlich. Hier wurde ein Konzept zur sicheren Lokalisierung benötigt. Es gibt drei aktive Patentanmeldungen, die Verfahren vorstellen, die eine Positionserfassung für sicherheitskritische Anwendungen ermöglichen. Diese sind parallel zu dieser Arbeit entwickelt worden.

Letztendlich muss auch eine Vereinheitlichung der UWB-Kommunikation auf der Applikationsebene geschaffen werden. Nur wenn eine Vielzahl von Geräten interoperabel vergleichbar mit der Wi-Fi Alliance[®] agieren, kann sich die Technologie und die damit verbundenen Lokalisierungslösungen langfristig etablieren.

Glossar

Binary Phase Shift Keying

ist ein Modulationsverfahren, bei dem Informationen mittels der Phasen eines Signals mit einer konstanten Frequenz kodiert werden.

Bluetooth

ist ein Protokoll zum kabellosen Austausch von Daten zwischen zwei Geräten. Es nutzt den Standard IEEE 802.15.1 und bietet herstellerunabhängige Schnittstelle für den Nutzer.

Burst Pulse Modulation

ist ein Modulationsverfahren, das in der Nachrichtentechnik eingesetzt wird. Es wird sowohl im kabelgebundenen als auch im funkbasierten Bereich eingesetzt. Eine Information wird dabei in einer bestimmten Sequenz von Signalpulsen abgebildet.

Equivalent Isotropically Radiated Power

beschreibt die abgestrahlte Leistung einer Funkeinheit unter der Annahme einer gleichverteilten Leistungsabstrahlung. Dieser Wert ermöglicht einen Vergleich der Leistung einer abgestrahlten Funkwelle unabhängig von den technischen Details des Transmitters.

Frequency-Modulated Continuous-Wave

ist ein Modulationsverfahren, bei dem die Frequenz eines kontinuierlichen Signals über die Zeit variiert wird.

Global Navigation Satellite System

ist der Sammelbegriff für global verfügbare satellitenbasierte Navigationssysteme. Hierzu zählen das GPS der Vereinigten Staaten, das GLONASS Russlands, das BeiDou-System Chinas sowie das Galileo-System der Europäer.

Global Positioning System

ist ein satellitenbasiertes, weltweit verfügbares Positionierungssystem der Vereinigten Staaten von Amerika. Nutzer können mithilfe von Funksignalen ihre Position auf der Erde bestimmen.

Metropolitan Transportation Authority

ist die Betreiberorganisation des öffentlichen Nachverkehrs in der Stadt New York.

Open Systems Interconnection Model

ist ein Konzept zur einheitlichen Strukturierung von sequenziellen Netzwerkkommunikationsfunktionen.

Radio Frequency Identification

bezeichnet eine Technologie für Sender-Empfänger-Systeme zum automatischen und berührungslosen Identifizieren und Lokalisieren von Objekten und Lebewesen mit Radiowellen.

Real Time Locating System

ist ein System zur Berechnung der Position eines zu ortenden Objektes in Echtzeit. Hierbei wird ein Aktiver Funktransponder am Objekt eingesetzt.

Time-Division Multiple Access

ist ein Verfahren, mit dem mehrere Teilnehmer auf einen gemeinsamen Kommunikationskanal zugreifen können. Hierbei erfolgt eine zeitliche Einteilung der Kanalkapazität unter den Nutzern.

Ultra-Wideband

ist eine Funktechnologie zur Kommunikation mit hohen Datenraten über kurze Entfernung. Sie unterscheidet sich, im Vergleich zu den meisten schmalbandigen Funktechnologien, durch eine hohe Signalbandbreite vom 20 % der Mittelfrequenz oder mindestens 500 MHz. Die Technologie wird aufgrund ihrer physikalischen Eigenschaften auch bevorzugt bei der Funklokalisierung eingesetzt.

Universal Serial Bus

ist ein Standard zur Vereinheitlichung serieller, kabelgebundener Datenübertragung. Es wird genutzt, um Peripheriegeräte an einen Computer anzubinden. Zusätzlich kann diese Verbindung ebenfalls zur Spannungsversorgung genutzt werden.

Wi-Fi Alliance®

ist eine Interessensgruppe von Unternehmen, die die WLAN-Technologie auf der Applikationsebene vereinheitlichen und weiterentwickeln.

Wireless Local Area Network

ist die Bezeichnung für ein kabelloses, IP-basiertes Netzwerk, das den Standard IEEE 802.11 nutzt. Hierbei handelt es sich um ein lokales Netzwerk, das hohe Datenraten unterstützt.

Zigbee

ist ein Protokoll, das die dezentrale Funkkommunikation regelt. Es nutzt den Standard IEEE 802.15.4 und ermöglicht eine energieeffiziente Übertragung von Informationen bei geringen Datenraten.

Symbole

A_i	Basisstation ist das Symbol für eine Basisstation.
b	Achsenabschnitt einer Geradengleichung.
c_0	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Licht in einem Vakuum und beträgt $299\,792\,458\text{ m s}^{-1}$.
d	tatsächliche Distanz zwischen zwei Punkten im Raum.
\tilde{d}	Antennenabstand eines ULA-Elements l mit Bezug auf den Mittelpunkt des Arrays.
\tilde{d}	Mahalanobis-Distanz zwischen zwei Punkten im Raum.
η	Driftkorrektur ist ein Korrekturfaktor zur Kompensation des TCXO-Zeitdrifts bei der Synchronisation.
f_{BW}	Signalbandbreite eines Funksignals.
f_c	Mittelfrequenz ist eines Funksignals.
κ	Frequenzkorrekturfaktor entspricht dem Frequenzunterschied zwischen Sender und Empfänger und wird empfängerseitig mit Hilfe der Präamble des empfangenen Signals berechnet.
f_{PRF}	PRF ist die Frequenz mit der ein Puls wiederholt wird.
f_{rtls}	Messfrequenz eines RTLS.
f_{UWB}	UWB Frequenz ist 499,2 MHz.
ϑ	Orientierung ist der Winkel mit Bezug auf das Koordinatensystem, welcher die Ausrichtung eines Objektes angibt.
K	Basisstationsanzahl ist die Anzahl der Empfangskanäle.
k	Basisstationsnummer ist die Laufvariable der Empfangskanäle.
L	Empfangskanalanzahl ist die Anzahl der Empfangskanäle.

Symbole

l	Empfangskanalnummer ist die Laufvariable der Empfangskanäle.
λ	Wellenlänge ist die Länge einer Elektromagnetischen Welle.
m	Steigung einer Geradengleichung.
n_C	Chip Count ist die Länge des Chip Counts.
n_{Data}	Datenlänge ist die Anzahl an Symbolen der Information einer Nachricht.
n_P	Präambellänge ist die Anzahl, mit der das Präambelsymbol wiederholt wird.
n_{PHR}	PHR-Länge ist die Anzahl an Symbolen des PHR einer UWB-Nachricht.
n_{SFD}	SFD-Länge ist die Anzahl an Symbolen des SFD einer UWB-Nachricht.
p	wahre Position im zweidimensionalen Raum.
\bar{p}_l	Antennenposition im drei dimensionalen Raum in m.
\hat{p}	prädierte Position im zweidimensionalen Raum.
$\hat{\hat{p}}$	gemessene Position im zweidimensionalen Raum.
P_{Tx}	Sendeleistung ist die vom Sender abgegebene Signalleistung gemessen in dB.
R	Datenrate ist die Rate mit der Daten übertragen werden [Mbit s^{-1}].
ρ	Mittlere quadratisch Abweichung ist ein Maß für den Fehler bei einer Positionsmessung.
$\bar{\rho}$	gemittelter RMSE ist ein Maß für den mittleren Fehler bei einer Positionsmessung.
S_{MUSIC}	MUSIC-Pseudospektrum ist ein Spektrum im Subraumbereich.
T_i	Transponder ist das Symbol für einen Transponder.
\hat{t}_{rx}	korrigierter Empfangszeitpunkt einer UWB-Nachricht.
$\hat{\hat{t}}_{\text{rx}}$	gemessener Empfangszeitpunkt einer UWB-Nachricht.
\hat{t}_{tx}	korrigierter Sendezeitpunkt einer UWB-Nachricht.
$\hat{\hat{t}}_{\text{tx}}$	gemessener Sendezeitpunkt einer UWB-Nachricht.
$\hat{\hat{t}}_{\text{rx}}$	gemessene Empfangszeitpunkte einer UWB-Nachricht.
t_{TDoA}	wahre Empfangszeitdifferenzen einer UWB-Nachricht.
$\hat{\hat{t}}_{\text{TDoA}}$	gemessene Empfangszeitdifferenz einer UWB-Nachricht.
T_{delay}	TWR Verzögerungszeit der antwortenden Funkeinheit bei dem TWR-Verfahren.
$\tilde{T}_{i,j}$	Zeitdifferenz beschreibt die Differenz einer Zeitspanne zwischen zwei UWB-Modulen gemessen in ns.
T_{frame}	Paketlänge ist die zeitliche Länge des PHR eines UWB-Signals gemessen in [s].

T_{PHR}	PHR-Dauer ist die Dauer eines UWB-Signals gemessen in [ms].
T_{Preamble}	Präambeldauer ist die Dauer eines UWB-Signals gemessen in [ms].
T_{RTLS}	Messintervall beschreibt die Zeitspanne zwischen zwei Positionsmessungen eines RTLS in s.
τ_{rx}	Verzögerungszeit beim Empfangen beschreibt die Zeitspanne zwischen zwei Positionsmessungen eines RTLS in s.
τ_{tx}	Verzögerungszeit beim Senden beschreibt die Zeitspanne zwischen zwei Positionsmessungen eines RTLS in s.
T_{rtof}	Laufzeit beschreibt die Signalumlaufzeit zwischen eine Funksende- und -empfangseinheit s.
T_{SFD}	SFD-Dauer ist die Dauer eines UWB-Signals gemessen in [ms].
T_{sync}	Synchronisationsperiode ist die Dauer zwischen zwei Signalen die von einem Referenztransponder eines RTLS zur Synchronisation ausgesendet werden.
\hat{T}_{sync}	gemessene Synchronisationsperiode eines RTLS an einer Basisstation.
T_{tof}	Laufzeit beschreibt die Signallaufzeit zwischen eine Funksende- und Funkempfangseinheit in s.
T_{UWB}	UWB-Signaldauer ist die Dauer eines UWB-Signals gemessen in [ms].
v	Distanzkomensation Ist die Laufzeitkompensation, die ein Synchronisationssignal in der Luft benötigt.
v	Basisstationsnummer ist die Laufvariable der Empfangskanäle.
σ	Varianz ist auch als Standardabweichung bekannt. Sie ist ein Maß für die Streubreite von Messwerten um den jeweiligen Mittelwert..

Abbildungsverzeichnis

1.1	Lokalisierung eines fahrerlosen Transportfahrzeuges in einer Fertigungsanlage ©2019 Siemens.	1
1.2	Beispielhafte Anwendungen für UWB-Ortungssysteme in Bereichen ohne oder mit eingeschränktem GPS-Empfang.	2
1.3	Übersicht der drei Ebenen des in dieser Arbeit zu untersuchenden Lokalisierungssystems.	9
2.1	Veranschaulichung der drei Messverfahren für die Abstands-, die Laufzeitdifferenz- und Richtungsinformation. Die Zeitdifferenzmessung ist durch die gepunkteten Kreise und Pfeile dargestellt. Die Abstandsmessung ist durch einen zweiseitigen Pfeil und die Richtungsmessung ist durch einen gestrichelten Pfeil visualisiert. . . .	12
2.2	Versuchsaufbau für Untersuchungen zum Mehrkanalkonzept.	13
2.3	Aufbau eines IEEE 802.15.4a Frames.	14
2.4	Analyse der Zeitabschnitte vom Aussenden bis zum Empfangen eines UWB-Signals. . . .	15
2.5	Die Entwicklungsstufen des UWB-Funkmoduls.	17
2.6	Erster Entwurf und Aufbau der Versuchsplatine der Synchronisationsschaltung. . . .	19
2.7	Messung der Signallaufzeit mehrerer Empfangsmodule bei periodischer Aussendung einer UWB-Nachricht. Die Histogramme zeigen die Normalverteilung der beobachteten Zeiten. Die vier Funkmodule wurden mit dem gleichen Taktgeber angesteuert, waren synchronisiert und hatten den Abstand $d_{i,ant}$ zum Referenzmodul. . . .	20
2.8	Übersicht der in dieser Arbeit verwendeten Verfahren zur Bestimmung der Position eines Funktransponders.	21
2.9	Messaufbau mit einer Basisstation mit einem Antennenarray, bestehend aus 4 Modulen für Richtungsmessung und einem Transponder in der Antennenmesskammer. . . .	21
2.10	Messumgebung in der Antennenmesskammer. Die Basisstation konnte von -90° bis 90° gedreht werden, wobei die Orientierung von 0° einer Ausrichtung in positive x -Richtung entsprach.	22
2.11	Messaufbau in der Laborumgebung. Die Basisstationen sind an den Wänden montiert.	23
2.12	Konzept der Abstandsmessung mittels Anfrage- und Antwortnachricht. Die UWB-Nachrichten für die Laufzeitmessung sind gestrichelt dargestellt. Die Trajektorie des mobilen Transponders ist mit einem durchgezogenen Pfeil veranschaulicht. . . .	24
2.13	Abfolge der UWB-Nachrichten bei der einseitigen Abstandsmessung zwischen zwei Transpondern.	25
2.14	Zeitlicher Verlauf der UWB-Nachrichten bei dem A-TWR-Verfahren. Auf der Seite der Gegenstelle kann der Abstand berechnet werden.	26

2.15	Vergleich der drei Varianten der Abstandsmessung mit einer Messreihe in der Antennenmesskammer.	27
2.16	TDoA-Messung eines Signals mit zwei synchronisierten Empfangseinheiten. Der Abstand zwischen den zwei gepunkteten Linien entspricht der Zeitdifferenz.	27
2.17	Schematische Darstellung der globalen Zeitsynchronisation für eine TDoA-Messung. Der Zeitgeber ist mit S_1 gekennzeichnet.	29
2.18	Messdifferenzen eines periodisch ausgesendeten Signals zwischen Sendee- und Empfangseinheiten. Die Basisstationen sind mit dem Kürzel A_k genannt, wobei k die Nummer der jeweiligen Station ist. Es ist ein Frequenzoffset der jeweiligen TCXOs zu erkennen.	30
2.19	Differenz der Zeitspanne zwischen periodisch ausgesendeten UWB-Nachrichten mit einer Wiederholrate von 372 ms.	31
2.20	Histogramm der driftfreien Periodendifferenz zwischen Sendee- und Empfangsperiode zweier Transponder.	32
2.21	Messung der DDoA-Werte über einen Zeitraum von 50 s.	33
2.22	Messung von zwei DDoA-Werten für einen statischen Transponder.	34
2.23	Messaufbau für die Untersuchung der Richtungsmessung. Entlang der y -Achse sind die vier Antennen des Empfangsarrays abgebildet. Anstatt die Position des Transponders zu variieren, wurde die Orientierung des Antennenarrays entlang der blau gestrichelten Linie gedreht.	35
2.24	Richtungsmessung im Bereich von -90° bis 90° mittels Laufzeitdifferenzmessung.	36
2.25	Messungen der CIR in verschiedenen Umgebungen. Es ist der interpolierte Absolutanteil des CIR-Signals gezeigt. Der Verlauf wurde für die Veranschaulichung interpoliert und die Einzelmessungen wurden mittels Korrelation ausgerichtet.	38
2.26	Pseudospektrum des MUSIC-Verfahren zur Richtungsmessung.	39
2.27	Messreihe mit dem kombinierten Richtungsmessung im Winkelbereich von $\alpha \in [-90^\circ, \dots, 90^\circ]$ mit einer Schrittweite von 5°	40
2.28	Statistische Auswertung des Winkelmessfehlers α_{err} bei der kombinierten Richtungsmessung in einem Bereich von $\alpha \in [-90^\circ, \dots, 90^\circ]$ mit einer Schrittweite von 5°	41
3.1	Übersicht der in dieser Arbeit verwendeten Verfahren zur Bestimmung der Position eines Funktransponders.	43
3.2	Systemarchitektur eines Ortungssystems für die Positionsbestimmung anhand TWR, TDoA und DoA.	45
3.3	Das Konzept der UWB-Sende- und Empfangseinheit. Die Einheit kann dank der modularen Struktur als Basisstation oder als Transponder genutzt werden.	45
3.4	Übersicht der Softwaremodule, die für die Positionsbestimmung erforderlich sind.	46
3.5	Darstellung des Entwicklungskonzept und der finalen Steuerbaugruppe.	47
3.6	Blockschaltbild der Synchronisationsschaltung. Hierbei werden CMOS-TGs verwendet.	49
3.7	Messung des Rauschverhaltens des TCXO am Ausgang der Steuerbaugruppe.	50
3.8	Blockschaltbild der Rechenbaugruppe.	51
3.9	Die Sendee- und Empfangseinheit ohne Gehäusedeckel.	53

3.10	Die zwei Varianten der Antennenanordnung.	53
3.11	Systemübersicht der Komponenten, Softwareblöcke und Kommunikationswege. Die Netzwerkkommunikation ist lila gekennzeichnet. Softwareteile, die in einer ROS-Umgebung laufen, sind mit einer gelb gestrichelten Linie umrandet.	55
3.12	Dreidimensional Visualisierung der Laborumgebung. Die grauen Quadrate haben eine Seitenlänge von 1 m. Die Basisstationen sind nummeriert und mit türkisfarbenen Quadraten dargestellt. Die Verfahrsschiene ist mit einer grünen Linie visualisiert.	56
3.13	Schematische Übersicht des Messaufbaus in der Laborumgebung.	57
3.14	Visualisierung einer TDoA-Messung mittels Hyperbel. Der Schnittpunkt der zwei Hyperbeln entspricht der Transponderposition.	59
3.15	Übersicht der Verarbeitungsschritte bei der TDoA-Lokalisierung zwischen der initialen Nachricht und der Positionsinformation.	61
3.16	Schematische Darstellung der Eingangs- und Ausgangsinformationen bei der TDoA-Positionsberechnung.	61
3.17	Theoretischer Ortsfehler der Positionsberechnung mittels Chan-Ho-Verfahren ohne Störeinflüsse. Die Auflösung beträgt 0,5 m. Die Fehlerskala ist auf Maximalwerte von 5 m begrenzt.	62
3.18	Mittlerer Orts- bzw. Positionsfehler im Raum auf Basis von 200 simulierten Messungen pro Datenpunkt. Die Position wurde mittels Chan-Ho berechnet und mit einer Auflösung von 0,5 m durchgeführt. Die Fehlerskala ist auf Maximalwerte von 1 m begrenzt. Das Messrauschen ist mit einer Normalverteilung von $\sigma_{DDoA} = 0,1$ m modelliert.	63
3.19	Messungen der Ortsauflösung im Labor mit einer Ein- sowie Mehrkanalempfangsstation.	63
3.20	Positionsmessung eines dynamischen Transponders mittels Chan-Ho-Verfahren im Labor.	64
3.21	Dynamische Messungen der Position im Labor mit Beeinträchtigung durch Mehrwegeausbreitung sowie NLOS. Es ist das Ergebnis mit einem sowie mit vier Empfangsmodulen pro Basisstation gezeigt.	65
3.22	Zweidimensionale Positionsbestimmung mittels Abstand $d_{k,v}$ und Winkel $\theta_{k,v}$	66
3.23	Schematische Darstellung der Eingangs- und Ausgangsinformationen bei der DoA+TWR-Positionsberechnung.	67
3.24	Datenverarbeitung über die Laufzeit.	67
3.25	Simulierter mittlerer Positionsfehler bei einer Ortung eines Transponders mittels Winkel- und Distanzinformationen. Das Messrauschen ist mit einer Normalverteilung von $\sigma_d = 0,05$ m und $\sigma_\theta = 1,0^\circ$ modelliert.	68
3.26	Messung der Position eines Transponders im Labor an sechs Punkten entlang einer Verfahrsschiene mittels Winkel-Distanz-Verfahren.	69
3.27	Übersicht der statistischen Auswertung der Positionsmessung des Winkel-Distanz-Verfahrens in der Laborumgebung. Dargestellt ist der mittlere Positionsfehler in y -Richtung an den sechs Positionen.	69

4.1	Übersicht der in dieser Arbeit verwendeten Verfahren zur Positionsschätzung. Das Kalman-Filter nutzt Positions- und Beschleunigungsinformation für die Berechnung einer kombinierten Positionsschätzung.	71
4.2	Veranschaulichung des NLOS-Problems und der vorgeschlagenen Lösung mittels Positionsschätzung.	72
4.3	Übersicht der Signalverarbeitungsschritte des Lokalisierungssystems.	74
4.4	Übersicht der IMU-Signalverarbeitung zur Erfassung der korrigierten Beschleunigung.	75
4.5	Messung der gravitationsfreien Beschleunigung mit einem IMU-Sensor.	75
4.6	Verarbeitungsblock für die Positionsprädiktion mittels Kalman-Filter.	76
4.7	Positionsverlauf im Labor. Lokalisierung mittels TDoA und KF.	80
4.8	Position eines stationären Transponders mit und ohne adaptive Filterung.	81
4.9	Verlauf einer beispielhaften Synchronisationsperiode über die Zeit. Der gemessenen Periodenverlauf ist als durchgezogenen Linie und die prädiizierte Periode ist als gestrichelte Linie dargestellt.	82
4.10	Verarbeitungsblock für die Positionsfusionierung. Die Eingänge auf der linken Seite sind die gemessene Position und die horizontal gemessene Beschleunigung. Der Ausgang auf der rechten Seite ist die fusionierte Positionsinformation.	84
4.11	Kombinierte Positionsprädiktion mittels KF-Fusionierung aus TDoA basierter Positions- und Beschleunigungsinformation.	85
5.1	Erprobung der Lokalisierung des Testfahrzeuges in einer Häuserschlucht mittels GPS.	87
5.2	Testfeld für die Installation des Ortungssystems im Außenbereich auf dem Firmenstandort. Installierte Basisstationen sind mit einem orangenen Kreis markiert.	88
5.3	Schematische Darstellung der Teststrecke im gewählten lokalen Koordinatensystem.	89
5.4	Messung des Positionsverlaufes eines Transponders entlang der Teststrecke. Eine fehlerhafte Position der Basisstation führte zu systematischen Fehlern bei der Positionsmessung im markierten Bereich.	91
5.5	Digitale Karte des Versuchsbereiches generiert aus LiDAR-Messungen. Die Positionen der Masten in der Punktwolke sind orange eingekreist.	91
5.6	Messung des Positionsverlaufes eines Transponders entlang der Teststrecke. Durch die mittels LiDAR gemessenen Positionen konnten alle Fehler durch falsche Basisstationspositionen behoben werden.	93
5.7	Darstellung des neuartigen Ortungsverfahrens mittels zwei synchronisierter Transponder. Zwei Transponder mit statischem Bezug senden in synchronisierten Abständen Signale aus. Eine Basisstation empfängt diese Nachrichten und erfasst die Richtungsinformation.	94
5.8	Der Verarbeitungsblock des Positionierungsverfahrens für die Berechnung auf Basis von zwei synchronisierten Transpondern.	95
5.9	Ortsfehler im Raum für das Verfahren der einseitigen Winkelortung mit zwei synchronisierten Transpondern. Der Fehler wurde für vier verschiedene Transponderpaarorientierungen berechnet.	96

5.10	Positionsberechnung mit dem Verfahren der einseitigen Winkel-Positionierung. Gezeigt ist die mittlere Fehlerdistanz zwischen der tatsächlichen Transponderposition und 200 simulierten Messpunkten. Das Messrauschen ist mit einer Normalverteilung von $\sigma_{\text{tdoa}} = 0,05$ m, $\sigma_{\theta_1} = 1,0^\circ$ und $\sigma_{\theta_2} = 1,0^\circ$ modelliert.	97
5.11	Messung der Position eines Transponders im Labor an sechs Punkten entlang einer Verfahrschiene mittels Winkel- und TDoA-Verfahren.	97
5.12	Aufbau des Lokalisierungssystems entlang der Teststrecke mit finalen Basisstationspositionen und den erwarteten Abdeckungsbereichen.	99
5.13	Statische Messung mit 38 Positionen entlang der Versuchsstrecke.	102
5.14	Darstellung der Positionsabweichung und der Standardabweichung entlang einer Geraden mit 38 Messpunkten. Die Messung wurde mit dem TDoA-Verfahren durchgeführt.	103
5.15	Positionsberechnung auf der Teststrecke mittels DoA- und Distanzverfahren an 11 Referenzpositionen \hat{p}	103
5.16	Positionsberechnung auf der Teststrecke mittels DoA- und Laufzeitdifferenzverfahren an 11 Referenzpositionen \hat{p}	104
5.17	Dynamische Messung mit dem Versuchsfahrzeug auf der Teststrecke mittels TDoA-Verfahren.	105
5.18	Ergebnis der Positionsschätzung, basierend auf dem Verfahren mittels Distanz- und Winkelinformation auf der Teststrecke.	105
5.19	Ergebnis der Positionsschätzung, basierend auf dem Verfahren mittels Laufzeitdifferenz- und Winkelinformation auf der Teststrecke.	106

Tabellenverzeichnis

1.1	Übersicht von Funktechnologien zur Kommunikation, Identifizierung und Lokalisierung.	6
1.2	Übersicht von kommerziell verfügbaren UWB-RTLS.	7
2.1	UWB-Kanalparameter für die Untersuchung der Messverfahren.	23
2.2	Untersuchung des Drifteinflusses bei den Messverfahren.	32
3.1	Technische Daten der Quarzoszillatoren.	49
3.2	Kanalparameter für die Positionsberechnung im Innenraum.	57
4.1	Das Verhältnis der Messfrequenz bei der kombinierten Positionsschätzung.	73
5.1	Basisstationspositionen entlang der Teststrecke.	92
5.2	UWB-Kanalparameter für den Innen- und Außenbereich.	98
5.3	Einfluss der Sendeleistung auf die Systemreichweite.	99
5.4	Untersuchung der UWB-Nachrichtenlänge.	100
5.5	Messung der Systemlatenz.	101

Literaturverzeichnis

- [1] ABRAMSON, Norman: THE ALOHA SYSTEM—Another alternative for computer communications. In: *Proceedings of the November 17-19, 1970, fall joint computer conference on - AFIPS '70 (Fall)* 37 (1970)
- [2] AHMED, Dina B. ; DIAZ, Estefania M.: 3D Loose-Coupled Fusion of Inertial Sensors for Pedestrian Localization. In: *IPIN 2018 - 9th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation* (2018), Nr. September, S. 206–212
- [3] ALARIFI, Abdulrahman ; AL-SALMAN, AbdulMalik ; ALSALEH, Mansour ; ALNAFESSAH, Ahmad ; AL-HADHRAMI, Suheer ; AL-AMMAR, Mai ; AL-KHALIFA, Hend: Ultra Wideband Indoor Positioning Technologies: Analysis and Recent Advances. In: *Sensors* 16 (2016), Nr. 5, S. 707. – ISBN 1424-8220
- [4] ARAGON-ZAVALA, Alejandro: Indoor Wireless Technologies. In: *Indoor Wireless Communications* (2017), S. 7–44
- [5] ASCHER, C. ; KESSLER, C. ; WANKERL, M. ; TROMMER, G. F.: Dual IMU indoor navigation with particle filter based map-matching on a smartphone. In: *2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2010 - Conference Proceedings* (2010), Nr. September, S. 1–5
- [6] BROWN, Steven D. ; RUTAN, Sarah C.: Adaptive Kalman Filtering. In: *Journal of Research of the National Bureau of Standards (United States)* 90 (1985), Nr. 6, S. 403–407. – ISSN 0160-1741
- [7] CARON, Francois ; DUFLOS, Emmanuel ; POMORSKI, Denis ; VANHEEGHE, Philippe: GPS/IMU data fusion using multisensor Kalman filtering: Introduction of contextual aspects. In: *Information Fusion* 7 (2006), Nr. 2, S. 221–230
- [8] CHAN, Y. T. ; HO, K. C.: *A Simple and Efficient Estimator for Hyperbolic Location*. 1994
- [9] CHEN, Chen ; CHEN, Yan ; HAN, Yi ; LAI, Hung Q. ; ZHANG, Feng ; LIU, K. J.: Achieving Centimeter-Accuracy Indoor Localization on WiFi Platforms: A Multi-Antenna Approach. In: *IEEE Internet of Things Journal* 4 (2017), Nr. 1, S. 122–134
- [10] CHOI, Young J. ; PARK, Suho ; BAHK, Saewoong: Multichannel random access in OFDMA wireless networks. In: *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 24 (2006), Nr. 3, S. 603–613

- [11] CORRALES, J. A. ; CANDELAS, F. A. ; TORRES, F.: Hybrid tracking of human operators using IMU/UWB data fusion by a Kalman filter. In: *HRI 2008 - Proceedings of the 3rd ACM/IEEE International Conference on Human-Robot Interaction: Living with Robots* (2008), Nr. January 2014, S. 193–200. – ISSN 2167-2121
- [12] DE MAESSCHALCK, R. ; JOUAN-RIMBAUD, D. ; MASSART, D. L.: The Mahalanobis distance. In: *Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems* 50 (2000), Nr. 1, S. 1–18
- [13] DECAWAVE: *DW1000 Usermanual - How to use configure and program the DW1000 UWB transceiver*. 2014
- [14] DECAWAVE: *TREK1000 User Manual Version 1.06*. (2015), S. 1–40
- [15] DOTLIC, Igor ; CONNELL, Andrew ; MA, Hang ; CLANCY, Jeff ; MCLAUGHLIN, Michael: Angle of arrival estimation using decawave DW1000 integrated circuits. In: *2017 14th Workshop on Positioning, Navigation and Communications, WPNC 2017 2018* (2018), Nr. 3, S. 1–6
- [16] DUDENREDAKTION, Wissenschaftlicher R.: *Duden - Die deutsche Rechtschreibung : auf der Grundlage der neuen amtlichen Rechtschreibregeln*. 24. völlig. Mannheim : Dudenverlag, 2006. – ISBN 978-3-411-04014-8
- [17] EHRHARD, Stephan ; FISCHER, Moritz ; FUHR, Manuel ; MOUAZZEN, Mortada ; MÜLLER, Marcus ; SCHULZ, Marc L.: Spektralschätzung mit MUSIC und ESPRIT. In: *Esprit* (2011), S. 42
- [18] ETSI: *EN 302 065-2*. 2016
- [19] ETSI: *EN 302 065-3*. 2016
- [20] FAGNANT, Daniel J. ; KOCKELMAN, Kara: Preparing a nation for autonomous vehicles: Opportunities, barriers and policy recommendations. In: *Transportation Research Part A: Policy and Practice* 77 (2015), S. 167–181
- [21] FANG, Huazhen ; TIAN, Ning ; WANG, Yebin ; ZHOU, Mengchu ; HAILE, Mulugeta A.: Nonlinear Bayesian estimation: From Kalman filtering to a broader horizon. In: *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica* 5 (2018), Nr. 2, S. 401–417
- [22] FLEUREAU, Antoine ; LACOME, Mathieu ; BUCHHEIT, Martin ; COUTURIER, Antoine ; RABITA, Giuseppe: Validity of an ultra-wideband local positioning system to assess specific movements in handball. In: *Biology of Sport* 37 (2020), Nr. 4, S. 351–357
- [23] FRAN BOSECKER: *DecaWave Launches Industry 's Most Precise Indoor Location and Communication CMOS Chip*. nov 2013
- [24] FRISK, Mikael ; FRISK, Mikael ; NILSSON, Albin: Inertial sensor and ultra-wideband sensor fusion Precision positioning of robot platform Inertial sensor and ultra-wideband sensor fusion. (2014)

-
- [25] GHOLAMI, Mohammad R. ; GEZICI, Sinan ; STRÖM, Erik G.: TDOA based positioning in the presence of unknown clock skew. In: *IEEE Transactions on Communications* 61 (2013), Nr. 6, S. 2522–2534. ISBN 0090-6778
- [26] GRANJA, Fernando S. ; RUIZ, Antonio Ramón J.: UWB Location Systems : Indoor Performance Analysis. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66 (2017), Nr. 8, S. 1–12
- [27] GU, Yanying ; LO, Anthony ; NIEMEGERERS, Ignas: A survey of indoor positioning systems for wireless personal networks. In: *IEEE Communications Surveys and Tutorials* 11 (2009), Nr. 1, S. 13–32. – ISBN 1553-877X
- [28] GUPTA, Vishisht: Vehicle Localization Using Low-Accuracy Gps, Imu and Map-Aided Vision. In: *Pennsylvania State University* (2009), Nr. May
- [29] HAMEED, Anum ; AHMED, Hafiza A.: Survey on indoor positioning applications based on different technologies. In: *12th International Conference on Mathematics, Actuarial Science, Computer Science and Statistics, MACS 2018 - Proceedings* (2019), S. 1–5
- [30] HELLMERS, Hendrik ; NORRDINE, Abdelmoumen ; BLANKENBACH, Jörg ; EICHHORN, Andreas: An IMU/magnetometer-based indoor positioning system using Kalman filtering. In: *2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2013* (2013), Nr. October, S. 1–9
- [31] HIGGINBOTHAM, Stacey: Where’s my stuff? - [Opinion]. In: *IEEE Spectrum* 56 (2019), Nr. 10, S. 20. – URL <https://spectrum.ieee.org/firawideband1019>
- [32] HLADIK, Reinhard ; SCHIEFER, Martin ; SCHRÖER, Guido: *Method and System for localizing a movable object*. 2020. – US Patent Nr. US 11217103 B2, AU Patent Nr. AU 2020202547 B2
- [33] HOL, Jeroen D. ; DIJKSTRA, Fred ; LUINGE, Henk ; SCHÖNY, Thomas B.: Tightly coupled UWB/IMU pose estimation. In: *Proceedings - 2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB 2009* 2009 (2009), S. 688–692
- [34] HOL, Jeroen D. ; DIJKSTRA, Fred ; LUINGE, Henk ; SCHÖNY, Thomas B.: Tightly coupled UWB/IMU pose estimation. In: *Proceedings - 2009 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB 2009* 2009 (2009), S. 688–692
- [35] HUND, Johannes ; KRAEMER, Rolf ; SCHWINGENSCHLÖGL, Christian ; HEINRICH, Andreas: Overview of MAC layer enhancements for IEEE 802.15.4a. In: *Proceedings - 6th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, WPNC 2009* 2009 (2009), S. 43–49
- [36] IEEE COMPUTER SOCIETY: *IEEE 802.15.4 Standard for Low-Rate Wireless Networks*. 2015

- [37] JIA, Songmin ; SHENG, Jinbuo ; TAKASE, Kunikatsu: Improvement of performance of localization ID tag using multi-antenna RFID system. In: *Proceedings of the SICE Annual Conference*, 2008, S. 1715–1718
- [38] JOUBERT, Niels ; REID, Tyler G. ; NOBLE, Fergus: Developments in Modern GNSS and Its Impact on Autonomous Vehicle Architectures. In: *IEEE Intelligent Vehicles Symposium, Proceedings* (2020), Nr. Iv, S. 2029–2036
- [39] KALMAN, R. E.: A new approach to linear filtering and prediction problems. In: *Journal of Fluids Engineering, Transactions of the ASME* 82 (1960), Nr. 1, S. 35–45. – ISSN 1528901X
- [40] KARAPISTOLI, Eirini ; PAVLIDOU, Fotini N. ; GRAGOPOULOS, Ioannis ; TSET SINAS, Ioannis: An overview of the IEEE 802.15.4a Standard. In: *IEEE Communications Magazine* 48 (2010), Nr. 1, S. 47–53
- [41] KHUDHAIR, Ahmed A. ; JABBAR, Saba Q. ; SULTTAN, Mohammed Q. ; WANG, Desheng: Wireless indoor localization systems and techniques: Survey and comparative study. In: *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science* 3 (2016), Nr. 2, S. 392–409
- [42] KLUKAS, Richard ; FATTOUCHE, Michel: Line-of-sight angle of arrival estimation in the outdoor multipath environment. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 47 (1998), Nr. 1, S. 342–351
- [43] KOK, Manon ; HOL, Jeroen D. ; SCHON, Thomas B.: Indoor positioning using ultrawideband and inertial measurements. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 64 (2015), Nr. 4, S. 1293–1303. ISBN 0018-9545 VO - 64
- [44] KOK, Manon ; HOL, Jeroen D. ; SCHON, Thomas B.: Indoor positioning using ultrawideband and inertial measurements. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 64 (2015), Nr. 4, S. 1293–1303
- [45] KOK, Manon ; HOL, Jeroen D. ; SCHÖN, Thomas B.: Using inertial sensors for position and orientation estimation. In: *Foundations and Trends in Signal Processing* 11 (2017), Nr. 1-2, S. 1–153
- [46] LABBE, Roger: Kalman and Bayesian Filters in Python. In: *Drilling Fluid and Completion Fluid* 27 (2010), Nr. 5, S. 1–4
- [47] LASI, Heiner ; FETTKE, Peter ; KEMPER, Hans G. ; FELD, Thomas ; HOFFMANN, Michael: Industry 4.0. In: *Business and Information Systems Engineering* 6 (2014), Nr. 4, S. 239–242
- [48] LEE, Dave: Autonomous Vehicle Implementation Predictions: Implications for Transport Planning. In: *Transportation Research Board Annual Meeting* 42 (2020), Nr. 5 June 2020, S. 1–39. ISBN 0-7803-3213-X
- [49] LI, Qiang ; LI, Ranyang ; JI, Kaifan ; DAI, Wei: Kalman filter and its application. In: *Proceedings - 8th International Conference on Intelligent Networks and Intelligent Systems, ICINIS 2015*, 2016, S. 74–77

-
- [50] LIU, Hui ; DARABI, Houshang ; BANERJEE, Pat ; LIU, Jing: Survey of Wireless Indoor Positioning Techniques and Systems. In: *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics Part C: Applications and Reviews* 37 (2007), Nr. 6, S. 1067–1080
- [51] MADGWICK, Sebastian O. ; HARRISON, Andrew J. ; VAIDYANATHAN, Ravi: Estimation of IMU and MARG orientation using a gradient descent algorithm. In: *IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics* (2011)
- [52] MAHONY, Robert ; HAMEL, Tarek ; MORIN, Pascal ; MALIS, Ezio: Nonlinear complementary filters on the special linear group. In: *International Journal of Control* 85 (2012), Nr. 10, S. 1557–1573
- [53] MALYAVEJ, Veerachai ; KUMKEAW, Warapon ; AORPIMAI, Manop: Indoor robot localization by RSSI/IMU sensor fusion. In: *2013 10th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2013* (2013), S. 1–6
- [54] MANOLAKIS, Dg ; INGLE, Vk ; KOGON, Sm: *Statistical and Adaptive Signal Processing*. 2005
- [55] MAUTZ, Rainer: Indoor Positioning Technologies Habilitation Thesis. (2012)
- [56] MAZHAR, Fazeelat ; KHAN, Muhammad G. ; SÄLLBERG, Benny: Precise Indoor Positioning Using UWB: A Review of Methods, Algorithms and Implementations. In: *Wireless Personal Communications* 97 (2017), Nr. 3, S. 4467–4491. – ISSN 1572834X
- [57] MTA: *MTA demonstrates successful ultra- wideband technology pilot on Flushing and Canarsie lines*. 2020. – URL <https://www.masstransitmag.com/rail/railroad-signals-ptc-control-systems-and-products/press-release/21122774/mta-new-york-city-transit-mta-demonstrates-successful-ultrawideband-technology-pilot-on-flushing-and-canarsie-lines>
- [58] MURPHY, Craig N. ; YATES, Joanne: *The International Organization for Standardization (ISO): Global governance through voluntary consensus*. 2008
- [59] NEIRYNCK, Dries ; LUK, Eric ; MCLAUGHLIN, Michael: An alternative double-sided two-way ranging method. In: *Proceedings of the 2016 13th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, WPNC 2016* (2017), S. 16–19
- [60] NIITSOO, Arne ; EDELHÄUSSER, Thorsten ; MUTSCHLER, Christopher: Convolutional Neural Networks for Position Estimation in TDoA-Based Locating Systems. In: *IPIN 2018 - 9th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation* (2018), Nr. September, S. 24–27
- [61] PALA, Sreenivasulu ; JAYAN, Sarada ; KURUP, Dhanesh G.: An accurate UWB based localization system using modified leading edge detection algorithm. In: *Ad Hoc Networks* 97 (2020)

- [62] PICHLER, Rudolf ; STRAMETZ, Daniel ; HÖFFERNIG, Martin: Enhanced Agility for Assembly Tasks via Self-Sufficient Mobile Working Stations. In: *Procedia Computer Science* 180 (2021), Nr. 2019, S. 60–68
- [63] POPA, Michael ; ANSARI, Junaid ; RIIHIJÄRVI, Janne ; MÄHÖNEN, Petri: Combining Cricket system and inertial navigation for indoor human tracking. In: *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC* (2008), S. 3063–3068
- [64] POTORTÌ, Francesco ; PARK, Sangjoon ; RUIZ, Antonio Ramón J. ; BARSOCCHI, Paolo ; GIROLAMI, Michele ; CRIVELLO, Antonino ; LEE, So Y. ; LIM, Jae H. ; TORRES-SOSPEDRA, Joaquín ; SECO, Fernando ; MONTOLIU, Raul ; MENDOZA-SILVA, Germán Martin ; RUBIO, Maria Del Carmen P. ; LOSADA-GUTIÉRREZ, Cristina ; ESPINOSA, Felipe ; MACIAS-GUARASA, Javier: Comparing the performance of indoor localization systems through the EvAAL framework. In: *Sensors (Switzerland)* 17 (2017), Nr. 10, S. 1–29
- [65] QIGAO, Fan ; BIWEN, Sun ; YAHENG, Wu: Tightly Coupled Model for Indoor Positioning based on UWB/INS. In: *IJCSI International Journal of Computer Science Issues* 12 (2015), Nr. 4, S. 11–16
- [66] SADOWSKI, Sebastian ; SPACHOS, Petros: RSSI-Based Indoor Localization with the Internet of Things. In: *IEEE Access* 6 (2018), S. 30149–30161
- [67] SAMAMA, Nel: *Indoor positioning: technologies and performance*. 2019. – 368 S
- [68] SCHMIDT, Ralph O.: MULTIPLE EMITTER LOCATION AND SIGNAL PARAMETER ESTIMATION. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* AP-34 (1986), Nr. 3, S. 276–280. – ISSN 0018926X
- [69] SCHROEER, Guido: A Real-Time UWB Multi-Channel Indoor Positioning System for Industrial Scenarios. In: *IPIN 2018 - 9th International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation*, 2018, S. 1–5
- [70] SCHROEER, Guido ; HAEFNER, Bernhard: Predictive NLOS detection for UWB indoor positioning systems based on the CIR. In: *2018 15th Workshop on Positioning, Navigation and Communications, WPNC 2018*, 2018, S. 1–5
- [71] SCZYSLO, Sebastian ; SCHROEDER, Jens ; GALLER, Stefan ; KAISER, Thomas: Hybrid localization using UWB and inertial sensors. In: *Proceedings of The 2008 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, ICUWB 2008* Bd. 3, 2008, S. 89–92
- [72] SEDLACEK, Petr ; SLANINA, Martin ; MASEK, Pavel: An overview of the IEEE 802.15.4z standard its comparison and to the existing UWB standards. In: *2019 29th International Conference Radioelektronika, RADIOELEKTRONIKA 2019 - Microwave and Radio Electronics Week, MAREW 2019* (2019), S. 1–6
- [73] SENGUPTA, Sailes K. ; KAY, Steven M.: Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. In: *Technometrics* 37 (1995), Nr. 4

-
- [74] SHI, Guowei ; MING, Ying: Survey of indoor positioning systems based on ultra-wideband (UWB) technology. In: *Lecture Notes in Electrical Engineering* Bd. 348, 2016, S. 1269–1278
- [75] SHIRVANI-MOGHADDAM, Shahriar ; AKBARI, Farida: A novel ULA-based geometry for improving AOA estimation. In: *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing* 2011 (2011), Nr. 1, S. 1–11. – ISSN 1687-6180
- [76] ST-PIERRE, Mathieu ; GINGRAS, Denis: Comparison between the unscented Kalman filter and the extended Kalman filter for the position estimation module of an integrated navigation information system. In: *IEEE Intelligent Vehicles Symposium, Proceedings* (2004), S. 831–835
- [77] ST-PIERRE, Mathieu ; GINGRAS, Denis: Comparison between the unscented Kalman filter and the extended Kalman filter for the position estimation module of an integrated navigation information system. In: *IEEE Intelligent Vehicles Symposium, Proceedings*, 2004, S. 831–835
- [78] TEKDas, Onur ; ISLER, Volkan: Sensor placement for triangulation-based localization. In: *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering* 7 (2010), jul, Nr. 3, S. 681–685
- [79] TIEMANN, Janis ; ECKERMANN, Fabian ; WIETFELD, Christian: ATLAS - An open-source TDOA-based Ultra-wideband localization system. In: *2016 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2016*, IEEE, 2016, S. 1–6
- [80] TIEMANN, Janis ; ECKERMANN, Fabian ; WIETFELD, Christian: Multi-user interference and wireless clock synchronization in TDOA-based UWB localization. In: *2016 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2016* (2016), S. 1–6
- [81] TILCH, Sebastian ; MAUTZ, Rainer: Current investigations at the ETH zurich in optical indoor positioning. In: *Proceedings of the 2010 7th Workshop on Positioning, Navigation and Communication, WPNC'10* (2010), S. 174–178
- [82] UWB ALLIANCE: *UWB Alliance - About*. 2019. – URL <https://uwballiance.org>
- [83] VOSSIEK, M ; WIEBKING, L ; GULDEN, P ; WIEGHARDT, J ; HOFFMANN, C ; HEIDE, P: Wireless local positioning. In: *IEEE Microwave Magazine* 4 (2003), dec, Nr. 4, S. 77–86
- [84] WAN, E.A. ; VAN DER MERWE, R.: The unscented Kalman filter for nonlinear estimation. In: *Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium (Cat. No.00EX373)* Bd. 31, IEEE, 2006, S. 153–158. – ISBN 0-7803-5800-7
- [85] WELCH, Greg ; BISHOP, Gary: An Introduction to the Kalman Filter. In: *In Practice* 7 (2006), Nr. 1
- [86] WIRED: *The Biggest iPhone News Is the Apple U1 Chip Inside It* | WIRED. 2019. – URL <https://www.wired.com/story/apple-u1-chip/>
- [87] WIROLA, Lauri ; LAINE, Tommi A. ; SYRJÄRINNE, Jari: Mass-market requirements for indoor positioning and indoor navigation. In: *2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, IPIN 2010 - Conference Proceedings*, 2010, S. 1–7

- [88] YASSIN, Ali ; NASSER, Youssef ; AWAD, Mariette ; AL-DUBAI, Ahmed ; LIU, Ran ; YUEN, Chau ; RAULEFS, Ronald ; ABOUTANIOS, Elias: *Recent Advances in Indoor Localization: A Survey on Theoretical Approaches and Applications*. 2017
- [89] ZAFARI, Faheem ; GKELIAS, Athanasios ; LEUNG, Kin K.: A Survey of Indoor Localization Systems and Technologies. In: *IEEE Communications Surveys and Tutorials* 21 (2019), Nr. 3, S. 2568–2599. – ISSN 1553877X
- [90] ZHANG, J. A. ; NI, Wei ; CHENG, Peng ; LU, Yin: Angle-of-Arrival Estimation Using Different Phase Shifts Across Subarrays in Localized Hybrid Arrays. In: *IEEE Communications Letters* 20 (2016), Nr. 11, S. 2205–2208